



# CARACTERISATION LARGE BANDE DE FREQUENCE : APPLICATION AU RADAR ET AU SONDAGE DE CANAL

Christian Brousseau

## ► To cite this version:

Christian Brousseau. CARACTERISATION LARGE BANDE DE FREQUENCE : APPLICATION AU RADAR ET AU SONDAGE DE CANAL. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université Rennes 1, 2005. tel-00085138

**HAL Id: tel-00085138**

**<https://theses.hal.science/tel-00085138>**

Submitted on 11 Jul 2006

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# **TRAVAUX SCIENTIFIQUES**

Présentés à

**L'UNIVERSITE DE RENNES 1**  
**UFR « Structures et Propriétés de la matière »**

Pour obtenir le

**DIPLOME D'HABILITATION**  
**A DIRIGER DES RECHERCHES**

Spécialité : Traitement du Signal et Télécommunications

Par

**Christian BROUSSEAU**

<p><b>CARACTERISATION LARGE BANDE DE FREQUENCE : APPLICATION AU RADAR ET AU SONDAGE DE CANAL</b></p>
--

Joseph SAILLARD  
Walid TABBARA  
Marc HELIER

Professeur, Polytech'Nantes, Nantes  
Professeur, Université Paris VI  
Professeur, Université Pierre & Marie Curie

Rapporteur  
Rapporteur  
Rapporteur



# TABLE DES MATIERES

<b>TABLE DES MATIERES .....</b>	<b>2</b>
<b>LISTE DES FIGURES .....</b>	<b>6</b>
<b>LISTE DES TABLEAUX .....</b>	<b>10</b>
<b>AVANT-PROPOS .....</b>	<b>12</b>
<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>14</b>
<b>PARTIE A : APPLICATION DES SYSTEMES RADARS HF – VHF LARGE BANDE A L'IDENTIFICATION DE CIBLES AERIENNES .....</b>	<b>20</b>
CHAPITRE A.I : INTRODUCTION .....	22
CHAPITRE A.II : DEVELOPPEMENT DE SYSTEMES RADARS DE TESTS ET DE MESURES .....	24
A.II.1 – Introduction.....	24
A.II.2 – Système large bande multifréquence .....	25
<i>A.II.2.1 – Introduction.....</i>	<i>25</i>
<i>A.II.2.2 – Système Antennaire.....</i>	<i>27</i>
<i>A.II.2.3 – Systèmes d'émission/ réception .....</i>	<i>29</i>
<i>A.II.2.4 – Détermination expérimentale de la SER.....</i>	<i>30</i>
A.II.3 – Système large bande à balayage de fréquence .....	34
<i>A.II.3.1 - Introduction.....</i>	<i>34</i>
<i>A.II.3.2 – Système FM-CW.....</i>	<i>36</i>
A.II.3.2.1 – Principe d'un synthétiseur numérique de fréquence (DDFS) .....	36
A.II.3.2.2 – Systèmes d'émission et de réception.....	38
<i>A.II.3.3 – Limitation dans la mesure .....</i>	<i>40</i>
<i>A.II.3.3 – Conclusions partielles.....</i>	<i>44</i>
A.II.4 – Etude du fouillis de sol.....	44
A.II.5 – Conclusions préliminaires .....	46
CHAPITRE A.III : MODELISATION ET SIMULATION DE SER.....	48
A.III.1 – Introduction .....	48
A.III.2 – Modélisation de cibles aériennes .....	49
A.III.3 – Validation expérimentale.....	53
<i>A.III.3.1 – Comparaisons azimutales.....</i>	<i>54</i>
<i>A.III.3.2 – Comparaisons fréquentielles.....</i>	<i>54</i>
A.III.3.2.1 – La réponse impulsionnelle.....	54
A.III.3.2.2 – L'holographie radar .....	56
A.III.4 – Application à l'interprétation des expérimentations.....	61
A.III.5 – Conclusions préliminaires .....	64

CHAPITRE A.IV : CLASSIFICATION ET IDENTIFICATION DE CIBLES .....	66
A.IV.1 – Introduction .....	66
A.IV.2 – Critères d'identification .....	67
A.IV.3 – Méthodes de classification .....	68
<i>A.IV.3.1 - Introduction</i> .....	68
<i>A.IV.3.2 – Critère du plus proche voisin</i> .....	69
<i>A.IV.3.3 – Réseaux de neurones</i> .....	70
A.IV.3.3.1 – Introduction .....	70
A.IV.3.3.2 – Réseau de neurones supervisé : Perceptron multicouches .....	70
A.IV.3.3.3 – Réseau de neurones non supervisé : Cartes auto-organisatrices de Kohonen .....	73
A.IV.4 – Compression des données .....	76
A.IV.5 – Evaluation théorique des méthodes .....	82
<i>A.IV.5.1 – Modèle de bruit</i> .....	82
<i>A.IV.5.2 – Définition de la probabilité d'erreur</i> .....	83
<i>A.IV.5.3 – Classification sur les avions</i> .....	84
A.IV.5.3.1 – Procédure de calcul .....	84
A.IV.5.3.2 – Classification sur les données non compressées .....	86
A.IV.5.3.3 – Classification sur les données compressées .....	87
A.IV.5.3.4 – Comparaison des trois algorithmes de classification .....	88
A.IV.5.3.5 – Effet de la compression .....	89
A.IV.5.3.6 – Influence de la polarisation .....	90
A.IV.5.3.7 – Classification dans les domaines temporels et fréquentiels .....	90
<i>A.IV.5.4 – Conclusions partielles</i> .....	90
A.IV.6 – Evaluation expérimentale des méthodes .....	92
<i>A.IV.6.1 – Introduction</i> .....	92
<i>A.IV.6.2 – Traitement des données</i> .....	92
<i>A.IV.6.3 – Validation expérimentale des méthodes</i> .....	95
A.IV.7 – Conclusions Préliminaires .....	98
CHAPITRE A.V : CONCLUSION ET PERSPECTIVES .....	100
<b>PARTIE B : CARACTERISATION ET MODELISATION DE LA PROPAGATION.....</b>	<b>102</b>
<b>CHAPITRE B.I : INTRODUCTION .....</b>	<b>104</b>
CHAPITRE B.II : BANDE HF .....	106
B.II.1 – Introduction .....	106
B.II.2 – Modélisation et prévision de propagation .....	107
<i>B.II.2.1 – Introduction</i> .....	107
<i>B.II.2.2 – Modélisation du profil de densité électronique</i> .....	107
B.II.2.2.1 – Caractéristiques générales de la densité électronique .....	107
B.II.2.2.2 – Modèle multi-quasi-parabolique (MQP) .....	108
<i>B.II.2.3 – Détermination des paramètres de propagation</i> .....	111
<i>B.II.2.4 – Logiciel de prévisions de propagation : LOCAPL</i> .....	112
<i>B.II.2.5 – Validation du modèle</i> .....	114
B.II.3 – Application aux communications numériques .....	116
B.II.4 – Réactualisation de profils de densité électronique .....	117
<i>B.II.4.1 – Introduction</i> .....	117
<i>B.II.4.2 – Méthodologie</i> .....	118
<i>B.II.4.3 – Résultats de réactualisation</i> .....	119
B.II.5 – Localisation à station unique .....	121
<i>B.II.5.1 – Introduction</i> .....	121
<i>B.II.5.2 – Calcul de la distance de saut</i> .....	121
<i>B.II.5.3 – Limitations</i> .....	122

B.II.6 – Conclusions preliminaires .....	124
CHAPITRE B.III : BANDE UHF.....	126
B.III.1 – Introduction.....	126
B.III.2 – Caractérisation du canal de propagation .....	127
<i>B.III.2.1 - Introduction .....</i>	<i>127</i>
<i>B.III.2.2 – Sondage de canal par la technique PRBS .....</i>	<i>128</i>
B.III.2.2.1 – Introduction.....	128
B.III.2.2.2 – Fonctionnement du sondeur de canal SARACOM.....	128
B.III.2.2.3 – Campagnes de mesures .....	132
<i>B.III.2.3 – Sondage de canal par la technique FM-CW .....</i>	<i>135</i>
B.III.2.3.1 – Introduction.....	135
B.III.2.3.2 – Synthétiseur de fréquence FM-CW .....	136
B.III.2.3.3 – Sondeur de canal SISO.....	137
B.III.2.3.4 – Sondeur de canal MIMO .....	138
B.III.3 – Conclusions Preliminaires .....	141
CHAPITRE B.IV : BANDE EHF .....	144
B.IV.1 – Introduction.....	144
B.IV.2 – Modelisation du canal de propagation.....	145
<i>B.IV.2.1 – Introduction .....</i>	<i>145</i>
<i>B.IV.2.2 – Modélisation du canal de propagation .....</i>	<i>145</i>
B.IV.2.2.1 – Introduction.....	145
B.IV.2.2.2 – Modèle à deux rayons.....	146
B.IV.2.2.3 – Etude de l'influence des paramètres de propagation.....	148
B.IV.3 – Sondage du canal de propagation.....	150
<i>B.IV.3.1 – Introduction .....</i>	<i>150</i>
<i>B.IV.3.2 – Dispositif expérimental.....</i>	<i>150</i>
<i>B.IV.3.3 – Description et analyse des campagnes de mesures.....</i>	<i>151</i>
B.IV.4 – Conclusions préliminaires.....	153
CHAPITRE B.V : CONCLUSION ET PERSPECTIVES .....	154
<b>PARTIE C : CONCLUSION &amp; PERSPECTIVES.....</b>	<b>156</b>
CHAPITRE C.I : CONCLUSION & PERSPECTIVES.....	158
C.I.1 - Introduction.....	158
C.I.2 – Caractérisation Large Bande de Fréquence pour l'Identification de Cibles Aeriennes.....	158
C.I.3 - Caractérisation et Modélisation de la Propagation Radioélectrique .....	160
<b>PARTIE D : ANNEXES.....</b>	<b>162</b>
CHAPITRE D.I : REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES .....	164
CHAPITRE D.II : LISTE DES PUBLICATIONS ET DES CONTRATS DE RECHERCHE.....	170
D.II.1 – Thèses de doctorat .....	170
D.II.2 – Liste des publications dans des revues internationales .....	170
D.II.3 – Liste des publications dans les actes de colloques .....	171
<i>D.II.3.1 – Actes avec comité de lecture .....</i>	<i>171</i>
<i>D.II.3.2 – Actes sans comité de lecture.....</i>	<i>173</i>
D.II.4 – Publications à caractère pédagogique .....	174
D.II.5 – Rapports d'activités contractuelles.....	174
D.II.6 – Memoire.....	176
D.II.7 – Liste des Rapports de stage.....	176
D.II.8 – Liste des activités de valorisation .....	177
D.II.9 – Liste des contrats de recherche.....	177

CHAPITRE D.III : LISTE DES ENCADREMENTS.....	180
D.III.1 – Doctorants .....	180
D.III.2 – Stagiaires de DEA.....	181
D.III.3 – Autres encadrements liés aux activités de recherche.....	182
<i>D.III.3.1 - Encadrement de scientifiques du contingent.....</i>	<i>182</i>
<i>D.III.3.2 - Encadrement de stages de fin d'études d'écoles d'ingénieurs.....</i>	<i>183</i>
<i>D.III.3.3 - Encadrement de stage de fin d'études d'IUP .....</i>	<i>183</i>
<i>D.III.3.4 - Encadrement de projets de fin d'études de DESS.....</i>	<i>184</i>
<i>D.III.3.5 - Encadrement de projets de fin d'études d'écoles ingénieur.....</i>	<i>184</i>
<i>D.III.3.6 - Encadrement stages de fin d'études de diplôme d'université.....</i>	<i>184</i>
CHAPITRE D.IV : FONCTIONS D'INTERET COLLECTIF .....	186
D.IV.1 – Fonctions électives .....	186
D.IV.2 – Fonctions d'intérêt collectif.....	186
D.IV.3 – Rédaction de contrats et de projets de recherche .....	187
CHAPITRE D.V : ACTIVITES PEDAGOGIQUES ET ADMINISTRATIVES.....	190
D.V.1 – Activités d'enseignement.....	190
<i>D.V.1.1 – Présentation générale.....</i>	<i>190</i>
<i>D.V.1.2 – Description des enseignements.....</i>	<i>191</i>
<i>D.V.1.3 – Tutorat .....</i>	<i>191</i>
<i>D.V.1.4 – Rédaction de documents pédagogiques .....</i>	<i>192</i>
D.V.2 – Activités administratives.....	193

## LISTE DES FIGURES

FIGURE 1 : APPROCHES ET TECHNIQUES UTILISEES POUR LA CARACTERISATION A LARGE BANDE.....	15
FIGURE 2: VUE DU SYSTEME RADAR MOSAR-4F.....	26
FIGURE 3 : DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT SIMULES ET MESURES D'UNE ANTENNE PLACEE A 7 METRES AU-DESSUS D'UN SOL MOYENNEMENT CONDUCTEUR – $F = 40,5 \text{ MHz}$ – $\epsilon_r = 15 \text{ F/M}$ ; $\sigma = 0,001 \text{ S/M}$ – POLARISATION HORIZONTALE.....	27
FIGURE 4 : STRUCTURE DES RESEAUX D'EMISSION ET DE RECEPTION DU RADAR MOSAR-4F.....	28
FIGURE 5 : DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT SIMULES DES RESEAUX D'EMISSION ET DE RECEPTION, POUR UNE FREQUENCE DE $50 \text{ MHz}$ ET POUR UNE DIRECTION DE VISEE FIXEE (ELEVATION = $20^\circ$ , AZIMUT = $0^\circ$ ), AU- DESSUS D'UN SOL MOYENNEMENT CONDUCTEUR ( $\epsilon_r = 15 \text{ F/M}$ ; $\sigma = 0,001 \text{ S/M}$ ), POLARISATION HORIZONTALE.....	28
FIGURE 6 : STRUCTURE DU SYSTEME D'EMISSION.....	29
FIGURE 7: CHAINE DE TRAITEMENT DES SIGNAUX ACQUIS PAR LE SYSTEME MOSAR-4F.....	30
FIGURE 8 : STRUCTURE DU SYSTEME DE RECEPTION.....	31
FIGURE 9 : ACQUISITION SUR UN MC DONNELL DOUGLAS MD 81/82 EN POLARISATION HORIZONTALE - 24 NOVEMBRE 1997 A 13H36 TU.....	32
FIGURE 10 : VARIATION DE L'AMPLITUDE DU SIGNAL EN FONCTION DU NOMBRE D'IMPULSIONS UTILISE POUR L'INTEGRATION.....	33
FIGURE 11 : FONCTION DE COHERENCE – BOEING 737-200.....	34
FIGURE 12 : MESURES EFFECTUEES PAR LE RADAR MOSAR-4F, SUR UN BAE 146-200 EN POLARISATION HORIZONTALE, LE 22 DECEMBRE 1997 A 14H13 TU.....	35
FIGURE 13 : MESURES EFFECTUEES PAR LE RADAR MOSAR-4F, SUR UN BOEING 737-200 EN POLARISATION VERTICALE, LE 09 DECEMBRE 1997 A 14H12 TU.....	35
FIGURE 14: SCHEMA SYNOPTIQUE D'UN SYSTEME FM-CW.....	36
FIGURE 15 : PRINCIPE DU SYNTHETISEUR NUMERIQUE DE FREQUENCE (DDFS).....	36
FIGURE 16 : EVOLUTION DE LA FREQUENCE D'UN CHIRP EN SORTIE D'UN DDFS.....	37
FIGURE 17 : SCHEMA DE FONCTIONNEMENT GLOBAL DU SYNTHETISEUR DE FREQUENCE.....	37
FIGURE 18 : SCHEMA DE LA CARTE DDS.....	37
FIGURE 19 : ALLURE DU SPECTRE GENERE PAR LE SYNTHETISEUR DANS LA BANDE $20 - 80 \text{ MHz}$ .....	38
FIGURE 20 : ANALYSE TEMPS – FREQUENCE DU SIGNAL EN RAMPES ENCHAINEES APRES MELANGE – $T = 1 \text{ MS}$ , $F_B = 30$ $\text{MHz}$ , $B = 40 \text{ MHz}$ , $T_{D0} = 200 \mu\text{s}$ .....	39
FIGURE 21 : STRUCTURE DU RADAR MOSAR - FM-CW EN MONOPOLARISATION.....	39
FIGURE 22 : STRUCTURE DU RADAR MOSAR-FMCW EN BIPOLARISATION.....	40
FIGURE 23 : VUE D'UNE ANTENNE RACAL DANA RA943-900.....	41



FIGURE 24 : POSITION DU CENTRE DE PHASE EN FONCTION DE LA FREQUENCE – ANTENNE EMCO3147, PLAN E. ....	42
FIGURE 25 : POSITION DU CENTRE DE PHASE EN FONCTION DE LA FREQUENCE – ANTENNE RACAL DANA RA943-900. ....	43
FIGURE 26 : VARIATIONS DE LA FREQUENCE DOPPLER EN FONCTION DE LA FREQUENCE LIEES AU DEPLACEMENT DU CENTRE DE PHASE ET A LA CIBLE ( $V_{\text{CIBLE}} = 150 \text{ M/S}$ ). ....	43
FIGURE 27 : VARIATION DE L'ALTITUDE DU SOL EN FONCTION DE LA DISTANCE (ANGLE D'AZIMUT = $0^\circ$ ). ....	44
FIGURE 28 : ESTIMATION A PARTIR DE MESURES DU FACTEUR DE REFLECTIVITE DU FOUILIS DE SOL EN FONCTION DE LA DISTANCE (ANGLE D'ELEVATION = $10^\circ$ – ANGLE D'AZIMUT = $0^\circ$ – FREQUENCE = 45 MHz). ....	44
FIGURE 29 : VARIATION DE LA REFLECTIVITE DU FOUILIS DE SOL EN FONCTION DE LA FREQUENCE (DISTANCE = 6 KM – ANGLE D'ELEVATION = $20^\circ$ – ANGLE D'AZIMUT = $0^\circ$ ). ....	45
FIGURE 30 : VUE DU MAILLAGE DU BOEING 747-200, COMPOSE DE 14 841 SEGMENTS. ....	50
FIGURE 31 : INFLUENCE DES DIFFERENTS PARAMETRES DE MODELISATION SUR LE CALCUL DE LA SER DU BOEING 747-200 – F = 20 MHz, POLARISATION HH, ANGLE D'ELEVATION = $0^\circ$ . ....	50
FIGURE 32 : INFLUENCE DES DIFFERENTS ELEMENTS DE LA CIBLE SUR LE CALCUL DE LA SER DU BOEING 747-200 – F = 20 MHz, POLARISATION HH, ANGLE D'ELEVATION = $0^\circ$ . ....	51
FIGURE 33 : SER DU BOEING EN FONCTION DU GISEMENT – ANGLE D'ELEVATION = $0^\circ$ , F = 20 MHz. ....	52
FIGURE 34 : EXEMPLES D'AVIONS MODELISES PAR UN MAILLAGE FILAIRE. ....	53
FIGURE 35 : COMPARAISON AZIMUTALE DE L'AMPLITUDE DE LA SER – ANGLE DE SITE = $0^\circ$ , POLARISATION HORIZONTALE. ....	54
FIGURE 36 : COMPARAISONS DES R.I. SYNTHETISEES POUR UN AZIMUT DE $90^\circ$ , DANS LA BANDE DE FREQUENCE 40-60 MHz. ....	55
FIGURE 37 : COMPARAISONS DES R.I. SYNTHETISEES POUR UN AZIMUT DE $0^\circ$ DANS LA BANDE 20-40 MHz. ....	55
FIGURE 38 : REPONSES IMPULSIONNELLES SYNTHETISEES EN FONCTION DE L'AZIMUT - BANDE 20-40 MHz. ....	56
FIGURE 39 : DOMAINES DE TRANSFORMATION DE FOURIER. ....	57
FIGURE 40 : PRINCIPE DE FOCALISATION DE L'IMAGE. ....	58
FIGURE 41 : COMPARAISONS DES REPONSES IMPULSIONNELLES ESTIMEES PAR SIMULATIONS ET MESURES DANS LA BANDE 20 – 40 MHz, ECLAIREMENT AUTOUR DE $90^\circ$ . ....	59
FIGURE 42 : COMPARAISONS DES REPONSES IMPULSIONNELLES ESTIMEES PAR SIMULATIONS ET MESURES DANS LA BANDE 20 – 40 MHz, ECLAIREMENT AUTOUR DE $60^\circ$ . ....	59
FIGURE 43 : COMPARAISONS DES REPONSES IMPULSIONNELLES ESTIMEES PAR SIMULATIONS ET MESURES DANS LA BANDE 20 – 40 MHz, ECLAIREMENT AUTOUR DE $0^\circ$ . ....	60
FIGURE 44 : COMPARAISONS DES REPONSES IMPULSIONNELLES ESTIMEES PAR SIMULATIONS ET MESURES DANS LA BANDE 40 – 60 MHz, ECLAIREMENT AUTOUR DE $90^\circ$ . ....	60
FIGURE 45 : REPRESENTATION DES TRAJETS SUIVIS PAR DEUX AVIONS SE TROUVANT A DES ALTITUDES DIFFERENTES (10,06 KM ET 11,28 KM) MAIS SUIVANT DES TRAJECTOIRES IDENTIQUES. ....	61
FIGURE 46 : VARIATIONS DES ANGLES D'ASPECT DES CIBLES PAR RAPPORT AU RADAR, EN FONCTION DE LA DISTANCE – CIBLES SUIVANT LA MEME TRAJECTOIRE MAIS AVEC DES ALTITUDES DIFFERENTES (10,06 KM ET 11,28 KM). ....	61
FIGURE 47 : VARIATIONS DE LA SER EN FONCTION DE LA DISTANCE RADAR – CIBLE, POUR DES AVIONS SE DEPLAÇANT SUIVANT LA MEME TRAJECTOIRE MAIS A DES ALTITUDES DIFFERENTES (10,06 KM ET 11,28 KM) – F = 33 MHz ET 52 MHz. ....	62
FIGURE 48 : REPRESENTATION DES TRAJETS SUIVIES PAR DEUX AVIONS SE TROUVANT A LA MEME ALTITUDE (10,67 KM) MAIS SUIVANT DES TRAJECTOIRES DIFFERENTES. ....	63
FIGURE 49 : VARIATIONS DES ANGLES D'ASPECT DES CIBLES PAR RAPPORT AU RADAR EN FONCTION DE LA DISTANCE – CIBLES SE TROUVANT A LA MEME ALTITUDE (10,67 KM) MAIS SUIVANT DES TRAJECTOIRES DIFFERENTES. ....	63
FIGURE 50 : VARIATIONS DE LA SER EN FONCTION DE LA DISTANCE RADAR – CIBLE, POUR DES AVIONS SE TROUVANT A LA MEME ALTITUDE (D = 10,67 KM) MAIS SE DEPLAÇANT SUIVANT DES TRAJECTOIRES DIFFERENTES – F = 33 MHz ET 52 MHz. ....	64
FIGURE 51 : ÉVOLUTION DE LA MEMOIRE RAM EN FONCTION DU NOMBRE DE SEGMENTS (LOGICIEL NEC). ....	65
FIGURE 52 : DIAGRAMME D'UN SYSTEME DE CLASSIFICATION. ....	68
FIGURE 53 : DIAGRAMME D'UN APPRENTISSAGE SUPERVISE [CHR01]. ....	70
FIGURE 54 : EXEMPLE DE RESEAU DE NEURONES PERCEPTRON MULTICOUCHES. ....	71
FIGURE 55 : STRUCTURE D'UNE CARTE AUTO-ORGANISATRICE DE KOHONEN. ....	73
FIGURE 56: MODELE DE KOHONEN EN 2 DIMENSIONS. ....	74
FIGURE 57 : EXEMPLE D'ETIQUETAGE DE LA CARTE DE KOHONEN. ....	76
FIGURE 58 : STRUCTURE D'UNE ANALYSE MULTIRESOLUTION. ....	78
FIGURE 59 : REPRESENTATIONS DE DIFFERENTES ONDELETTES ET DE LEURS FONCTIONS D'ECHELLE. ....	79
FIGURE 60 : DECOMPOSITION PAR L'ONDELETTE DE HAAR DE LA REPONSE IMPULSIONNELLE. ....	80
FIGURE 61 : DECOMPOSITION PAR L'ONDELETTE DE DAUBECHIES 6 (DB6) DE LA REPONSE IMPULSIONNELLE. ....	80
FIGURE 62 : DECOMPOSITION PAR UNE ONDELETTE BI-ORTHOGONALE (BIOR4.4) DE LA REPONSE IMPULSIONNELLE. ....	80

FIGURE 63 : EFFET DE LA COMPRESSION SUR L'ALLURE DE LA REPOSE IMPULSIONNELLE. ....	81
FIGURE 64 : ORGANIGRAMME DE CALCUL DE LA PROBABILITE D'ERREUR POUR CHAQUE CLASSIFIEUR. ....	85
FIGURE 65 : INFLUENCE DU CRITERE UTILISE POUR LA CLASSIFICATION – DONNEES NON COMPRESSEES. ....	86
FIGURE 66: INFLUENCE DU NOMBRE DE FREQUENCES SUR LA CLASSIFICATION – DONNEES NON COMPRESSEES.....	87
FIGURE 67 : INFLUENCE DU CRITERE UTILISE SUR LA CLASSIFICATION – DONNEES COMPRESSEES. ....	88
FIGURE 68 : INFLUENCE DU NOMBRE DE FREQUENCES SUR LA CLASSIFICATION – DONNEES COMPRESSEES. ....	88
FIGURE 69 : COMPARAISON DES CLASSIFIEURS SUR L'AMPLITUDE POUR 4 FREQUENCES, EN FONCTION DU RAPPORT SIGNAL A BRUIT (SNR). ....	89
FIGURE 70 : INFLUENCE DE LA COMPRESSION SUR LA CLASSIFICATION – UTILISATION DE L'ONDELETTE DE HAAR. ....	89
FIGURE 71 : EFFET DU CHOIX DE POLARISATION SUR LA CLASSIFICATION – CRITERE DU PLUS PROCHE VOISIN. ....	90
FIGURE 72 : CLASSIFICATION DANS LES DOMAINES FREQUENTIEL ET TEMPOREL. ....	91
FIGURE 73 : PUISSANCE REÇUE EN FONCTION DE LA DISTANCE POUR 4 FREQUENCES – 27 OCTOBRE 1997, 11h49 TU. ....	93
FIGURE 74 : PUISSANCE REÇUE CUMULEE EN FONCTION DE LA DISTANCE – POLARISATIONS HH ET HV – 27 OCTOBRE 1997, 11h49 TU. ....	93
FIGURE 75 : COURBES DE POURSUITE D'UNE CIBLE – 14 SEPTEMBRE 1998, 9h41 TU. ....	93
FIGURE 76 : PUISSANCES REÇUES EN FONCTION DU TEMPS – 14 SEPTEMBRE 1998, 9h41 TU. ....	94
FIGURE 77 : RAPPORT SIGNAL A BRUIT MOYEN – 14 SEPTEMBRE 1998, 9h41 TU. ....	94
FIGURE 78 : SER MESUREE EN FONCTION DU TEMPS – POLARISATION HH – 14 SEPTEMBRE 1998, 9h41 TU. ....	94
FIGURE 79 : PROBABILITE DE DETECTION EN FONCTION DU TEMPS PAR LE CRITERE DU « PLUS PROCHE VOISIN » – MESURES MOSAR-4F – F = 31.92, 40.55, 52.55, 70.66 MHz – 3 NOVEMBRE 1997, 12h08 TU. ....	95
FIGURE 80 : PROBABILITE DE DETECTION EN FONCTION DU TEMPS OBTENUE PAR MOYENNE GLISSANTE – CRITERE DU « PLUS PROCHE VOISIN » – MESURES MOSAR-4F – F = 31,92 , 40,55 , 52,55 , 70,66 MHz – 3 NOVEMBRE 1997, 12h08 TU. ....	95
FIGURE 81 : PROBABILITE D'IDENTIFICATION EN FONCTION DU TEMPS PAR LE CRITERE DU « PLUS PROCHE VOISIN » ET VARIATION DE LA SER ESTIMEE EN FONCTION DU TEMPS - MESURES MOSAR-4F - 3 NOVEMBRE 1997, 12h08 TU. ....	96
FIGURE 82 : EVOLUTION DE LA PROBABILITE DE DETECTION ET DU RAPPORT SIGNAL A BRUIT EN FONCTION DU TEMPS – 1 DECEMBRE 1997, 9h41 TU. ....	96
FIGURE 83 : SENSIBILITE DE L'IDENTIFICATION AU RAPPORT SIGNAL A BRUIT – 1 DECEMBRE 1997, 9h41 TU. ....	97
FIGURE 84 : SENSIBILITE DE L'IDENTIFICATION A LA VARIATION DE L'ALTITUDE DE VOL UTILISEE POUR LE CALCUL DE LA SER – 1 DECEMBRE 1997, 9h41 TU. ....	97
FIGURE 85 : MODELISATION DU PROFIL DE DENSITE ELECTRONIQUE PAR UNE COUCHE QUASI-PARABOLIQUE. ....	109
FIGURE 86 : EXEMPLE DE PROFIL DE DENSITE ELECTRONIQUE SIMULE, LIAISON VALENSOLE (2°E – 44°N) – MONTERFIL (2°W – 48°N), 16h00 TU, 04/2000. ....	110
FIGURE 87 : COMPARAISONS DES PARAMETRES IONOSPHERIQUES PREDITS ET MESURES (PARIS, SEPTEMBRE 1994). ..	111
FIGURE 88 : EXEMPLE DE PREVISIONS DE PARAMETRES DE PROPAGATION, VALENSOLE – MONTERFIL, 16h00 TU, 04/2000. ....	113
FIGURE 89 : APERÇU DE FENETRES DU LOGICIEL LOCAPL. ....	113
FIGURE 90 : EXEMPLE DE COMPARAISON SUR LE CALCUL DE LA MUF ENTRE DIFFERENTS LOGICIELS DE PROPAGATION HF – LIAISON MAZAMET - LANNION. ....	114
FIGURE 91 : ESTIMATION DE LA PENTE DU TEMPS DE GROUPE EN FONCTION DE LA FREQUENCE. ....	116
FIGURE 92 : INFLUENCE DU PARAMETRE IONOSPHERIQUE $F_{OF2}$ SUR LE PTGF (MODE O). ....	117
FIGURE 93 : INFLUENCE DU PARAMETRE IONOSPHERIQUE $H_{MF2}$ SUR LE PTGF (MODE X). ....	117
FIGURE 94 : PRINCIPE DE LA REACTUALISATION SUR LES ANGLES D'ELEVATION. ....	118
FIGURE 95 : DIFFERENCE ENTRE LES PARAMETRES PREDITS ET REACTUALISES POUR LA COUCHE F2 – LIAISON CHOLET – COULOMMIERS, 21/05/92, ....	119
FIGURE 96 : EXEMPLE DE VARIATION DE LA DISTANCE EMETTEUR – RECEPTEUR EN FONCTION DE L'ANGLE D'ELEVATION ET DU TEMPS DE GROUPE – F = 9,25 MHz, 14h20 TU, 12/1991. ....	122
FIGURE 97 : IONOGRAMME OBLIQUE, LIAISON TOULON - LANNION, 05 DECEMBRE 1991, 15h35. ....	123
FIGURE 98 : TEMPS DE GROUPE EN FONCTION DE L'HEURE (TU) – LIAISON TOULON - LANNION, F = 9,25 MHz, 03 DECEMBRE 1991. ....	123
FIGURE 99 : TEMPS DE GROUPE EN FONCTION DE L'HEURE (TU) - LIAISON TOULON - LANNION, F = 10,71 MHz, 11 DECEMBRE 1991. ....	123
FIGURE 100: GEOMETRIE DE LA REFLEXION SUR UN SOL INCLINE. ....	124
FIGURE 101 : SCHEMA-BLOC DE L'EMETTEUR SARACOM. ....	129
FIGURE 102: SCHEMA-BLOC DU RECEPTEUR SARACOM. ....	129
FIGURE 103 : AFFICHAGE D'UNE REPOSE IMPULSIONNELLE OBTENUE A L'AIDE DU SONDEUR SARACOM. ....	130
FIGURE 104 : SCHEMA DE PRINCIPE DU SYSTEME SARACOM PERMETTANT L'EVALUATION DES DIRECTIONS D'ARRIVEE DES ONDES. ....	131
FIGURE 105 : SONDEUR DE CANAL SARACOM EN CONFIGURATION SIMO. ....	131

FIGURE 106 : RESULTATS DE GONIOMETRIE OBTENUS AVEC LE LOGICIEL SARAGONIO – DETECTION DES ANGLES D'ARRIVEE EN FONCTION DU TEMPS AVEC LES 2 ALGORITHMES.....	131
FIGURE 107 : CARTE ET REPRESENTATION DES LIEUX DE LA PREMIERE CAMPAGNE DE MESURES. ....	132
FIGURE 108 : EXEMPLES DE REponses IMPULSIONNELLES MEASUREES – ALLEE KAESTLER, 21/08/2002, F = 2,05 GHz. ....	132
FIGURE 109 : EVOLUTION DES ANGLES D'ARRIVEE DETECTES EN FONCTION DE LA DISTANCE – ALLEE KAESTLER, 21/08/2002, F = 2,05 GHz.....	133
FIGURE 110 : CARTE ET REPRESENTATION DES LIEUX DE LA CAMPAGNE DE MESURES.....	133
FIGURE 111 : EXEMPLES DE REponses IMPULSIONNELLES MEASUREES – BOULEVARD DE VITRE, 03/09/2002, F = 2,05 GHz.....	134
FIGURE 112 : ESTIMATION DES ANGLES D'ARRIVEE EN FONCTION DE LA DISTANCE EN ZONE URBAINE DENSE – BOULEVARD DE VITRE, 03/09/2002, F = 2,05 GHz.....	134
FIGURE 113 : SCHEMA DE PRINCIPE D'UN SYNTHETISEUR DDFS.....	136
FIGURE 114 : ALLURE DU SPECTRE GENERE EN SORTIE DU SYNTHETISEUR DE FREQUENCE FM-CW POUR UN BALAYAGE ENTRE 10 ET 450 MHz.....	137
FIGURE 115 : SCHEMA FONCTIONNEL DE L'EMETTEUR DU SONDEUR FM-CW SISO. ....	137
FIGURE 116 : SCHEMA FONCTIONNEL DU RECEPTEUR DU SONDEUR FM-CW SISO. ....	138
FIGURE 117 : COMPARAISONS DES REponses IMPULSIONNELLES MEASUREES EN « OUTDOOR » ENTRE LE SONDEUR FM-CW SISO ET LE SONDEUR PRBS SARACOM.....	139
FIGURE 118 : STRUCTURE D'UN SYSTEME MIMO.....	140
FIGURE 119 : FONCTIONS D'INTERCORRELATION ET D'AUTOCORRELATION DES CODES RETENUES POUR LE SONDEUR FM-CW MIMO.....	140
FIGURE 120 : ARCHITECTURE DU SONDEUR FM-CW MIMO EN COURS DE DEVELOPPEMENT. ....	141
FIGURE 121 : ILLUSTRATION DU CONCEPT DE « MIROIR ELECTRONIQUE » POUR LA COMMUNICATION INTER-VEHICULES - INRETS [HED00].....	145
FIGURE 122 : SCHEMA DE PRINCIPE D'UNE PROPAGATION AVEC REFLEXION PAR LE SOL DANS LE CAS D'UN MODELE A DEUX RAYONS.....	146
FIGURE 123 : VARIATION DU MODULE ET DE LA PHASE DU COEFFICIENT DE REFLEXION A LA FREQUENCE DE 77 GHz – CAS D'UN REVETEMENT EN ENROBE A MODULE TRES ELEVE ( $\epsilon_r = 6,06 + j1,0,048$ F/M ; $\sigma = 1.10^{-2}$ S/M)....	148
FIGURE 124 : VARIATION DE LA HAUTEUR CRITIQUE DE RAYLEIGH EN FONCTION DE LA DISTANCE EMETTEUR – RECEPTEUR ET DE LA GARDE AU SOL DU VEHICULE (GC).....	148
FIGURE 125 : VARIATION DE LA PUISSANCE REÇUE EN FONCTION DE LA DISTANCE EMETTEUR – RECEPTEUR. ....	149
FIGURE 126 : INFLUENCE DES PARAMETRES CARACTERISTIQUES DU SOL SUR LA VARIATION DE LA PUISSANCE REÇUE EN FONCTION DE LA DISTANCE – CAS D'UNE RENAULT KANGOO. ....	149
FIGURE 127 : SCHEMA DE PRINCIPE DU MONTAGE EXPERIMENTAL. ....	150
FIGURE 128 : VUE DU BANC DE MESURE UTILISE. ....	150
FIGURE 129 : MESURE DE LA VARIATION DU GAIN ET DE LA PHASE DU CANAL, DANS LA BANDE 75-110 GHz.....	151
FIGURE 130 : VUE DE L'IMPLANTATION ET DU POSITIONNEMENT DE L'EMETTEUR ET DU RECEPTEUR. ....	151
FIGURE 131 : SCHEMA DE PRINCIPE DES SCENARII DE MESURE.....	151
FIGURE 132 : VUE DE LA PARTIE EMETTRICE EQUIPEE D'UN POINTEUR LASER.....	152
FIGURE 133 : COMPARAISON DE LA PUISSANCE REÇUE MEASUREE ET SIMULEE EN FONCTION DE LA DISTANCE, DANS LE CAS D'UNE PEUGEOT 206 – F = 77 GHz.....	152

## LISTE DES TABLEAUX

---

TABEAU 1 : COMPARAISON DES TECHNIQUES DE SONDAGE LARGE BANDE DE FREQUENCE. ....	17
TABEAU 2 : CARACTERISTIQUES PRINCIPALES DU RADAR MOSAR-4F. ....	26
TABEAU 3 : PRINCIPALES CARACTERISTIQUES DU RADAR MOSAR-FMCW. ....	40
TABEAU 4 : PRINCIPALES CARACTERISTIQUES DES ANTENNES RACAL DANA RA943-900. ....	41
TABEAU 5 : PRINCIPALES CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE EMCO 3147. ....	41
TABEAU 6 : EXEMPLE DE COMPRESSION OBTENUE GRACE A DIFFERENTS TYPES D'ONDELETTES, SUR UNE PARTIE DE LA BASE DE DONNEES. ....	82
TABEAU 7 : POTENTIALITE DES LOGICIELS DE PREVISIONS DE PROPAGATION IONOSPHERIQUE SUIVANT LE DOMAINE D'APPLICATION. ....	115
TABEAU 8 : RESUME DES CARACTERISTIQUES DU SONDEUR FM-CW SISO. ....	138
TABEAU 9 : CARACTERISTIQUES DIELECTRIQUES MOYENNEES POUR DIFFERENTS TYPES DE REVETEMENT DE SOL – BANDE 0,2 A 20 GHz. ....	147
TABEAU 10 : CARACTERISTIQUES DIELECTRIQUES POUR DIFFERENTS TYPES DE SOL – F = 80 GHz. ....	147
TABEAU 11 : DESCRIPTION DES ENSEIGNEMENTS. ....	191



## AVANT-PROPOS

---

Mes travaux de recherche ont commencé en 1991 lors d'un stage de DEA, sous la direction du Professeur Louis BERTEL au sein de l'Unité de Recherche « *Structures Rayonnantes* » - URA CNRS 834 devenue UPRES-A 6075, en 1992. J'y ai préparé un Doctorat sous la direction du Professeur Alain BOURDILLON, que j'ai soutenu en 1995. Actuellement, je fais partie de l'équipe « *Propagation* », que j'anime dans le groupe « *Communications – Propagation – Radar* » de l'IETR (Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes – UMR CNRS 6164), dont le directeur est le Professeur Daniel THOUROUDE.

A l'issue de la thèse, j'ai été nommé Maître de Conférences en 1996 à l'Université de Rennes 1. Mes activités de recherches sont orientées vers la définition, la réalisation et l'exploitation de systèmes radar ou de sondage à large bande de fréquence.

Ce mémoire synthétisant ces activités, se décompose donc en deux parties, suivant le type d'application. La liste complète de mes publications ainsi que celle des contrats auxquels j'ai participé, est donnée à la fin en annexe.

Les différents travaux présentés dans ce document sont, pour la plupart, le fruit d'un travail d'équipe, effectué en collaboration avec des enseignants-chercheurs, des doctorants, des scientifiques du contingent ainsi que des étudiants de DEA ou d'écoles d'ingénieur. Je les remercie vivement de leur aide au cours de ces neuf dernières années.

En annexe, sont regroupées la liste des doctorants et des stagiaires que j'ai encadrés, une présentation succincte des mes activités pédagogiques ainsi que la liste de mes différentes fonctions électives et autres responsabilités collectives.



## INTRODUCTION

---

Pour les concepteurs et utilisateurs de systèmes radars ou de radiocommunications, la connaissance des phénomènes de rétrodiffusion dans l'espace étudié, est essentielle. En effet, ces systèmes sont appelés à fonctionner dans des environnements de plus en plus hostiles. Il est donc important de connaître les mécanismes de propagation (réflexion, réfraction, diffusion, ...) dans la bande de fréquence considérée pour, dans le cas des radiocommunications, déterminer leur influence sur les performances des systèmes, et dans le cas des radars, aider au développement de méthodes d'identification des cibles. En fonction de la fréquence, deux approches sont possibles pour l'étude de ces phénomènes de rétrodiffusion : une à bande étroite et l'autre, à bande large.

La caractérisation en bande étroite, consiste généralement en l'émission d'une porteuse pure. La comparaison entre le signal émis et le signal reçu, renseigne à la fréquence considérée, sur la propagation de l'onde à travers le canal mais le nombre d'informations recueillies est extrêmement limité.

En comparaison, l'émission d'un signal à large bande de fréquence apporte un nombre nettement plus important d'informations. Dans le cas du radar et en faisant abstraction de la propagation, les phénomènes de rétrodiffusion sont liés à la cible. L'évolution de la SER (Section Efficace Radar) de l'objet en fonction de la fréquence, est donc évaluée. Dans le cas du sondage d'un canal de radiocommunications, les phénomènes de rétrodiffusion sont dus aux réflexions, réfractions et diffusions de l'onde lors de son parcours entre l'émetteur et le récepteur. Dans les deux cas, la réponse ainsi obtenue est appelée « fonction de transfert ». Par contre, dans le cas du radar, la mesure de cette fonction est généralement monostatique, c'est-à-dire pour des positions de l'émetteur et du récepteur identiques ; et dans le cas du sondage, cette mesure est bistatique, positions de l'émetteur et du récepteur différentes.

A l'aide d'une transformée de Fourier inverse, il est ensuite possible d'estimer à partir de la fonction de transfert, la réponse impulsionnelle de la cible ou du canal, c'est-à-dire sa réponse dans le domaine temps - retard. Pour le cas du radar, le temps entre les différents réflecteurs et donc leurs positions, peut donc être déterminé. C'est la notion de « points brillants » qui renseigne sur la géométrie de la cible.



Dans le cas d'un canal de radiocommunications, ce sont les retards, les atténuations et les décalages Doppler entre les différents trajets de propagation qui sont estimés. Cela permet d'évaluer quels sont les principaux éléments (immeubles, véhicules, arbres ...) ayant eu une influence sur la propagation.

En fonction du domaine, fréquentiel ou temporel, différentes techniques peuvent être mises en œuvre afin de faire cette caractérisation à large bande :

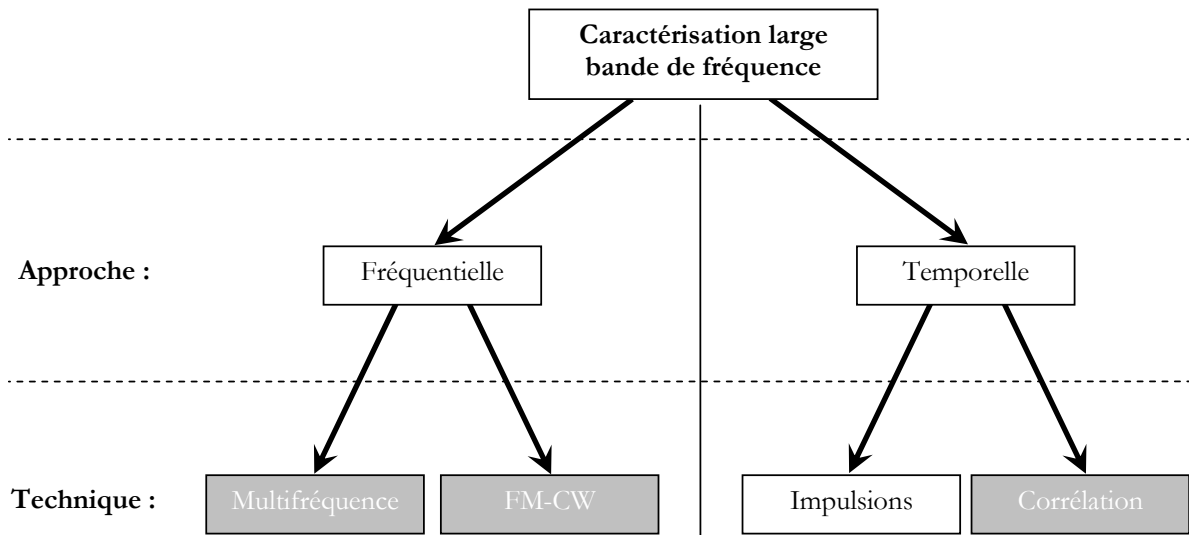


Figure 1 : Approches et techniques utilisées pour la caractérisation à large bande.

Les parties « grisées » dans cette figure, correspondent aux techniques étudiées et présentées dans ce document.

Dans les paragraphes suivants ainsi que dans le tableau 1, ces techniques ainsi que leurs avantages et inconvénients, sont décrits :

- **Emission d'un signal multifréquence** [CON02][GJE82] : L'émission simultanée de plusieurs fréquences renseigne sur le comportement général des phénomènes de rétrodiffusion sur une large bande. Une caractérisation fine nécessite donc un nombre extrêmement important de fréquences émises, ce qui pose alors des problèmes technologiques. Généralement, dans le cas d'un système de sondage bistatique, seule la puissance du signal reçu peut être estimée. La caractérisation est alors dite en « bande étroite », ce qui n'est pas suffisant pour les systèmes de radiocommunications modernes. Cette technique est donc essentiellement utilisée dans les systèmes radars monostatiques. De plus, la mesure étant simultanée sur toutes les fréquences, cette technique est tout à fait adaptée à la caractérisation de phénomènes variant rapidement en fonction du temps, comme par exemple la variation de la SER d'une cible aérienne.
- **Emission d'un signal de fréquence variable en fonction du temps ou FM-CW (Frequency Modulation – Continuous Wave)** [SAL02][VER00] : L'instrument usuel de laboratoire pour cette mesure est l'analyseur de réseau vectoriel. Il permet d'évaluer la puissance et la phase du signal reçu en fonction de la fréquence. La mesure est donc à large bande de fréquence mais le temps de mesure relativement long, de l'ordre d'une dizaine de millisecondes, limite son utilisation à la caractérisation de phénomènes variant peu en fonction du temps. Un autre inconvénient est la localisation dans le même équipement de l'émetteur et du récepteur, ce qui limite, dans le cas du sondage par exemple, la distance entre les antennes.

Une autre solution est l'utilisation de systèmes d'émission et de réception à base de synthétiseurs FM-CW (Frequency Modulation – Continuous Wave). Les développements récents de la technologie permettent la génération de rampes de fréquence extrêmement rapides. Par contre, les bandes générées sont limitées, à l'heure actuelle, à quelques centaines de MégaHertz. De plus, l'émetteur et le récepteur étant dissociés physiquement, des problèmes de synchronisation en temps, fréquence et phase se posent alors.

- **Emissions d'impulsions** [TER03][BER03] : L'émission d'impulsions, idéalement de « Dirac », est une solution très large bande. La résolution temporelle est dans ce cas directement liée à la largeur de l'impulsion émise. Cette technique est dans son principe extrêmement simple mais possède de nombreux inconvénients, notamment la très grande difficulté de générer une impulsion de très courte durée et de forte puissance et une dynamique réduite du fait de la large bande de réception. Ces limitations font qu'elle est généralement cantonnée à des applications de radar ou de sondage à très courte distance.
- **Sondage temporel par corrélation** [LEM02][GUI02] : L'idée de base de cette technique est d'émettre en permanence un signal dont la fonction d'autocorrélation s'approche d'une impulsion de Dirac. Généralement, une séquence binaire pseudo-aléatoire (SPA) à longueur maximale est utilisée pour moduler le signal émis. A la réception, une séquence aléatoire identique à celle d'émission est générée mais à une fréquence légèrement plus faible. La fonction d'intercorrélation entre le signal reçu et la séquence pseudo-aléatoire générée localement est alors une approximation de la réponse impulsionnelle du canal.

Dans ce mémoire sont résumés mes travaux de recherche dans le domaine de la caractérisation large bande de fréquence. Après une présentation des techniques large bande, deux applications sont décrites : le cas du radar pour l'étude de la SER de cibles aériennes en vue de leur identification, et le cas des systèmes de radiocommunications, l'étude et la modélisation du canal de propagation. Ce mémoire se décompose donc en deux parties principales.

La première est consacrée au développement de systèmes radars HF – VHF à large bande de fréquence et à diversité de polarisation pour la classification et l'identification de cibles aériennes. Deux approches sont étudiées, une multifréquence et l'autre à balayage de fréquence. Dans un premier temps, les systèmes utilisant ces techniques, ainsi que leurs performances, sont décrits. Des exemples de mesures de SER d'avions non coopératifs sont présentés.

Les méthodes d'identification de cibles reposent généralement sur la comparaison de mesures à une base de données. Dans un second temps, les méthodes numériques utilisées pour la simulation de SER sont décrites et analysées. Dans un troisième temps, les méthodes d'identification développées sont présentées, discutées et illustrées par des résultats d'identification sur des cibles réelles.

Dans la deuxième partie sont regroupés mes travaux sur la caractérisation large bande de fréquence et la modélisation du canal de propagation. Les différents chapitres de cette partie s'organisent en fonction de la fréquence. On trouve tout d'abord la bande HF dans laquelle un modèle de prévisions de propagation a été développé afin d'évaluer le comportement large bande du canal. Différentes applications, telles que la réactualisation et la localisation à station unique, illustrent cette partie. Dans la bande UHF, des travaux ont été menés sur la caractérisation du canal de propagation radio-mobile et le développement de nouveaux outils de sondage.

TECHNIQUES	PRINCIPE	AVANTAGES	INCONVENIENTS	APPLICATIONS
Multifréquence	<ul style="list-style-type: none"> <li>Emission simultanée de plusieurs fréquences</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Caractérisation très large bande.</li> <li>Mesure simultanée sur toutes les fréquences.</li> <li>Facilité de mise en œuvre.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Nécessité d'un grand nombre de fréquences.</li> <li>Mesure en bande étroite pour un système bistatique.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Radar et sondage de canal.</li> <li>Caractérisation de phénomènes variant rapidement en fonction du temps.</li> </ul>
FM – CW	<ul style="list-style-type: none"> <li>Balayage de fréquence.</li> <li>Détermination de la réponse impulsionnelle par transformée de Fourier inverse.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Caractérisation large bande.</li> <li>Rapidité de mesure.</li> <li>Dynamique importante.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Résolution inversement proportionnelle à la bande utilisée.</li> <li>Bande de fréquence limitée.</li> <li>Synchronisation des systèmes d'émission / réception.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Radar.</li> <li>Sondage de canal.</li> </ul>
Emission d'impulsions	<ul style="list-style-type: none"> <li>Emission d'impulsions de très courte durée approchant une impulsion de Dirac.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Simplicité de mise en œuvre du récepteur.</li> <li>Mesure directe de la réponse impulsionnelle.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Contraintes sévères imposées à l'amplificateur d'émission.</li> <li>Niveau de bruit de réception important.</li> <li>Dynamique de sondage réduite.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Radar et sondage à très courte distance.</li> </ul>
Sondage temporel par corrélation	<ul style="list-style-type: none"> <li>Emission d'un signal modulé par une SPA</li> <li>Calcul de la fonction d'intercorrélation.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Mesure directe de la réponse impulsionnelle.</li> <li>Simplicité de mise en œuvre.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Temps de mesure.</li> <li>Dynamique limitée.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Sondage de canal.</li> </ul>

Tableau 1 : Comparaison des techniques de sondage large bande de fréquence.

Des campagnes de mesures ont été menées à l'aide d'un sondeur à corrélation glissante SIMO (Single Input – Multiple Output) en milieu urbain. La technique de mesure par balayage de fréquence a aussi été étudiée par le développement d'un nouveau sondeur, l'objectif étant de réaliser un équipement MIMO (Multiple Input – Multiple Output) permettant la mesure simultanée de tous les canaux de propagation.

Dans la bande EHF, le canal étudié concerne les applications des radars dans le domaine de l'automobile. Des mesures ont été réalisées et un modèle de propagation en est déduit. La caractérisation du canal s'est appuyée sur un analyseur de réseau vectoriel. La méthodologie est explicitée et des comparaisons entre les simulations et les mesures sont présentées.

La dernière partie conclut en effectuant un bilan provisoire de mes activités et en présentant les perspectives de mon travail sur la caractérisation à large bande de fréquence dans le domaine du radar et du sondage de canal. Enfin, une liste des mes publications, des différents encadrements, des contrats de recherche sur lesquels j'ai travaillé, de mes activités pédagogiques et administratives et des fonctions électives et autres responsabilités, est donnée.



**PARTIE A : APPLICATION DES  
SYSTEMES RADARS HF – VHF LARGE  
BANDE A L'IDENTIFICATION DE  
CIBLES AERIENNES**



## CHAPITRE A.I : INTRODUCTION

---

Ces travaux portent sur la définition, le développement et l'exploitation de radars large bande à diversité de fréquence et de polarisation. Le nom de ce projet est MOSAR (Maquette Orientée pour un Système d'Analyse de Résonances). Son objectif scientifique est d'étudier la réponse fréquentielle de cibles aériennes (SER) dans les bandes de fréquences HF – VHF afin de développer et de tester des méthodes de classification et d'identification.

Ce projet a été initialement défini dans le cadre du GSAR (Groupement Scientifique Antennes – Radar) et a été soutenu par la DGA, le CNRS et la Région Bretagne. Il s'est fait en collaboration avec les partenaires suivants :

- THALES,
- ONERA,
- IRCCYN – UMR CNRS 6597 (Université de Nantes),
- LTSI – INSERM 642 (Université de Rennes 1).

Actuellement, plusieurs travaux sont menés en parallèle :

- Développement de systèmes radars de tests et de mesures en basses fréquences (20 – 100 MHz),
- Développement d'une base de données électromagnétiques de SER de cibles aériennes,
- Développement et tests de méthodes de classification et d'identification.

Dans le cadre de ces activités, je suis membre du groupe de travail « *Détection électromagnétique et systèmes d'observation* » du GIS TECHNET « *TECHnologies Nouvelles en Electronique, Electromagnétisme et Télécommunications* ».

Dans les différents chapitres qui suivent, mes activités dans ce domaine sont décrites ainsi que les liens avec le milieu industriel, les encadrements et la valorisation réalisés.





## CHAPITRE A.II : DEVELOPPEMENT DE SYSTEMES RADARS DE TESTS ET DE MESURES

---

### A.II.1 – INTRODUCTION

Les fonctionnalités des futurs radars de veille aérienne ne se bornent plus à la détection et à la localisation des cibles aériennes, elles incluent aussi l'identification ou au moins la discrimination, tous ces objectifs se heurtant à la furtivité croissante (matériaux absorbants, géométries spéciales) des cibles. Afin de répondre aux aspects « Détection » et « Identification », les fréquences des gammes HF – VHF présentent plusieurs intérêts [LEC94] :

- La détection est facilitée par la signature intrinsèque élevée des cibles, par l'impossibilité de mise en œuvre de matériaux absorbants efficaces et par la portée des ondes à ces fréquences,
- L'identification trouve aussi un nouveau support. En effet, les cibles usuelles se trouvent alors en zone de résonance. Il semble donc possible d'extraire des informations sur leur géométrie ou leur nature à partir de l'analyse de leurs réponses fréquentielles, chaque cible étant caractérisée par un jeu unique de fréquences de résonance.

Le concept de radar basse fréquence multipolarisation à large bande est donc une réponse prometteuse au durcissement des missions opérationnelles des radars de veille aérienne :

- L'utilisation de fréquences basses réduit notablement l'efficacité des techniques de furtivité,
- La mesure sur une large bande de fréquence renseigne sur les caractéristiques d'ensemble de la cible, sa « signature », et permet son identification en étudiant les propriétés de corrélation entre les différentes fréquences [GJE82],
- L'émission en polarisation horizontale et/ou verticale et la réception sur les deux simultanément, apportent des informations supplémentaires sur la signature de la cible et augmentent ses possibilités d'identification.

L'association des techniques mentionnées précédemment fait du radar multifréquence et multipolarisation, un concept novateur. Sa mise en œuvre demande l'acquisition de compétences à la fois théoriques et expérimentales. L'objectif du projet MOSAR est donc de fournir l'ensemble des connaissances qui permettront de concevoir un radar opérationnel, destiné à la détection et à l'identification des cibles aériennes dans une bande de fréquence comprise entre 20 et 100 MHz. La démarche doit être à la fois pratique, théorique et expérimentale.

## **A.II.2 – SYSTEME LARGE BANDE MULTIFREQUENCE**

### **A.II.2.1 – Introduction**

Une première approche, réalisée dans le cadre de ma thèse [6], des systèmes radars à large bande est l'utilisation de la technique multifréquence. Ce principe repose sur l'émission simultanée de plusieurs fréquences en polarisation horizontale ou verticale, et la réception sur les deux polarisations. Le choix fait dans un premier temps, a été la réalisation d'un système utilisant 4 fréquences.

Actuellement, un système dénommé MOSAR-4F, est opérationnel sur le site expérimental de l'IETR (Université de Rennes 1) à Monterfil (35). Ce système permet la mesure en amplitude et en phase de la SER sur 4 fréquences simultanément. Il a fourni, dans sa version initiale, de premiers résultats encourageants en 1995 malgré son fonctionnement uniquement en bi-fréquence et en polarisation horizontale [31][33].

En avril 1996, la deuxième tranche de financement a été allouée par la DGA. La réalisation électronique et informatique du système a ainsi pu continuer. Plusieurs améliorations ont été apportées :

- Augmentation du nombre de fréquences,
- Ajout de la polarisation verticale,
- Augmentation du nombre de voies d'acquisition,
- Etc....

Ces évolutions se sont faites dans le cadre de la thèse de doctorat de Mr Arnaud David [5]. Les logiciels servant au pilotage du radar et au dépouillement des données, ont évolués afin de tirer partie des nouvelles possibilités du système. Ce travail s'est fait avec l'aide de scientifiques du contingent et de stagiaires d'école d'ingénieur. Après définition, réalisation et tests en laboratoire des nouveaux sous-ensembles, ces différents éléments ont ensuite été ajoutés au système. Les photographies de la page suivante montrent des vues des réseaux d'antennes et des baies d'émission et de réception développés. Un tableau résume les principales caractéristiques du radar.

Durant l'été 1997, de nombreux tests ont été réalisés afin de valider l'ensemble du système. Plusieurs campagnes de mesures ont été effectuées et ont ainsi permis de tester les capacités du système en terme de détection et de mesure de la SER (Section Efficace Radar) des avions circulant à proximité du site (Airbus A320, Boeing 757, Boeing 737, etc...).

Dans les paragraphes suivants, les différents éléments constituant le système ainsi que des résultats de mesures, sont présentés.

Ce travail a fait l'objet de plusieurs publications citées en références [5][6][26][29][30][31][33][35][42][43][60][62][63][65][66].



A) Réseaux d'antennes.



B) Baies d'émission – réception.

Figure 2: Vue du système radar MOSAR-4F.

Emetteur	Bande de fréquence	28 – 88 MHz
	Nombre de fréquences simultanées	4
	Puissance crête	2 kW / polarisation
	Puissance moyenne	200 W / polarisation
	Durée de l'impulsion	40 $\mu$ s
	Période de récurrence	400 $\mu$ s
Réseaux d'antennes	Polarisation	Horizontale et verticale
	Ouverture du lobe à -3 dB	20°
	Directions de visée	Elévation : + 5 ° à + 60 °
		Azimut : - 60° à + 60°
Récepteur	Largeur de bande	30 kHz
	Sensibilité	- 140 dBm
	Dynamique	70 dB
	Facteur de bruit	8 dB

Tableau 2 : Caractéristiques principales du radar MOSAR-4F.

### A.II.2.2 – Système Antennaire

Les antennes utilisées sont des antennes log-périodiques dipolaires Racal-Dana RA943-900. Ces antennes ont une bande passante comprise entre 28 et 100 MHz et possèdent un gain maximal de l'ordre de 6 dBi.

Afin de concevoir l'architecture des réseaux d'antennes, une mesure des diagrammes de rayonnement des antennes en polarisation horizontale a été effectuée. Ces expérimentations ont nécessité des moyens héliportés et ont été réalisées en collaboration avec France Télécom [LES95]. Ces mesures ont été ensuite comparées à des modèles (RCM et  $R_V/R_H$ ) développés au sein du laboratoire [31].

Le modèle RCM utilise la méthode des moments pour résoudre l'équation intégrale du champ électrique afin de calculer la distribution de courant sur l'ensemble des dipôles constituant l'antenne et ainsi déterminer le diagramme de rayonnement en espace libre. Une approximation de la formulation de Sommerfeld permet ensuite d'évaluer le diagramme en présence d'un sol [BOU94].

Dans le cas de la méthode  $R_V/R_H$ , le diagramme de rayonnement en espace libre utilisé est celui calculé par la méthode RCM. L'influence du sol sur le diagramme de rayonnement est ensuite prise en compte par l'intermédiaire des coefficients de réflexion de Fresnel.

Il est apparu que les deux méthodes ont une relative bonne concordance avec les expérimentations, avec un avantage pour la méthode RCM surtout pour les angles d'élévation faibles. Ces mesures nous ont donc permis de recalibrer les modèles utilisés pour ainsi accroître la qualité de l'évaluation des sections efficaces radars des cibles. Les figures ci-dessous présentent des exemples de comparaison entre les mesures et les résultats issus des simulations.

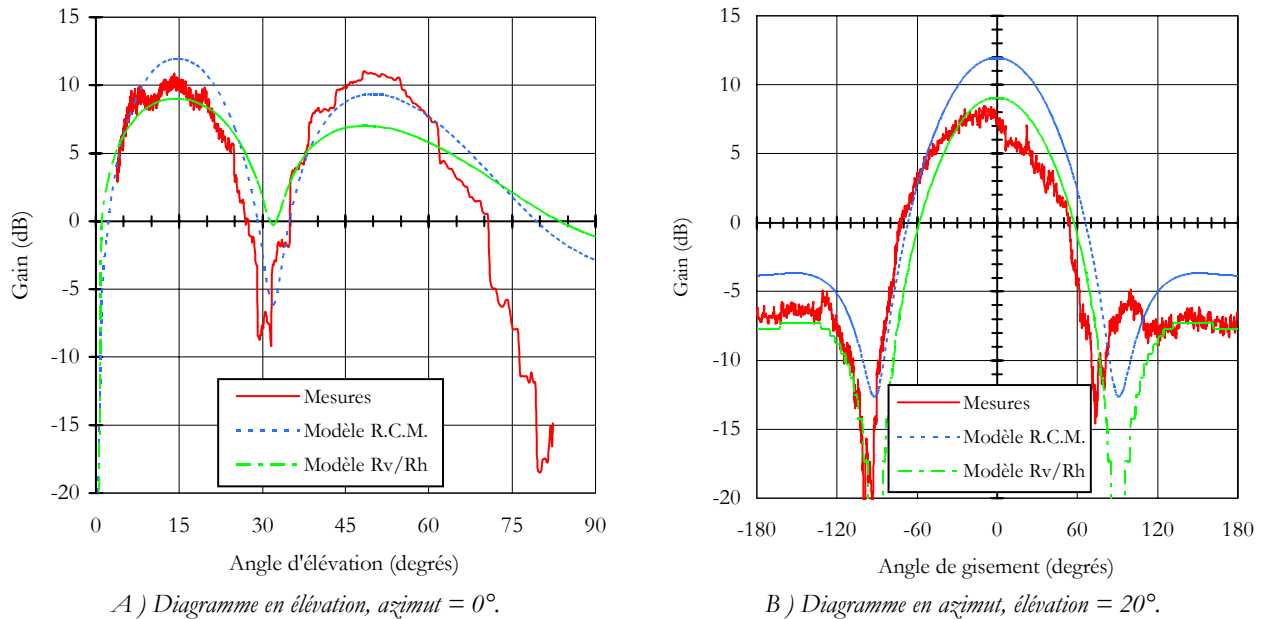


Figure 3 : Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés d'une antenne placée à 7 mètres au-dessus d'un sol moyennement conducteur –  $f = 40,5 \text{ MHz}$  –  $\epsilon_r = 15 \text{ F/m}$  ;  $\sigma = 0,001 \text{ S/m}$  – Polarisation horizontale.

Afin de s'affranchir de l'effet du sol et donc de limiter l'influence des minima dans les diagrammes de directivité des antennes, des réseaux ont été réalisés. Les minima sont compensés en jouant sur les positions spatiales des antennes [39]. Au cours de la définition de la maquette, huit antennes ont été prévues : deux antennes par polarisation et par réseau.

Lors de la première implantation du système, seules les antennes en polarisation horizontale ont été utilisées. Les réseaux d'émission et de réception étaient alors situés au même endroit. L'ajout de la polarisation verticale a nécessité la redistribution des antennes sur les mâts pour définir de nouveaux réseaux d'émission et de réception.

Le bon accord entre les simulations et les mesures a permis d'utiliser les modélisations des antennes pour optimiser, de manière heuristique, leurs positions spatiales afin de compenser au mieux les effets d'atténuation dans les diagrammes, provoqués par le sol. Les hauteurs d'antennes ont donc été modifiées par rapport à celles utilisées lors de la première tranche du projet et les positions retenues ainsi qu'un exemple de diagrammes de rayonnements simulés sont présentés ci-dessous [5].

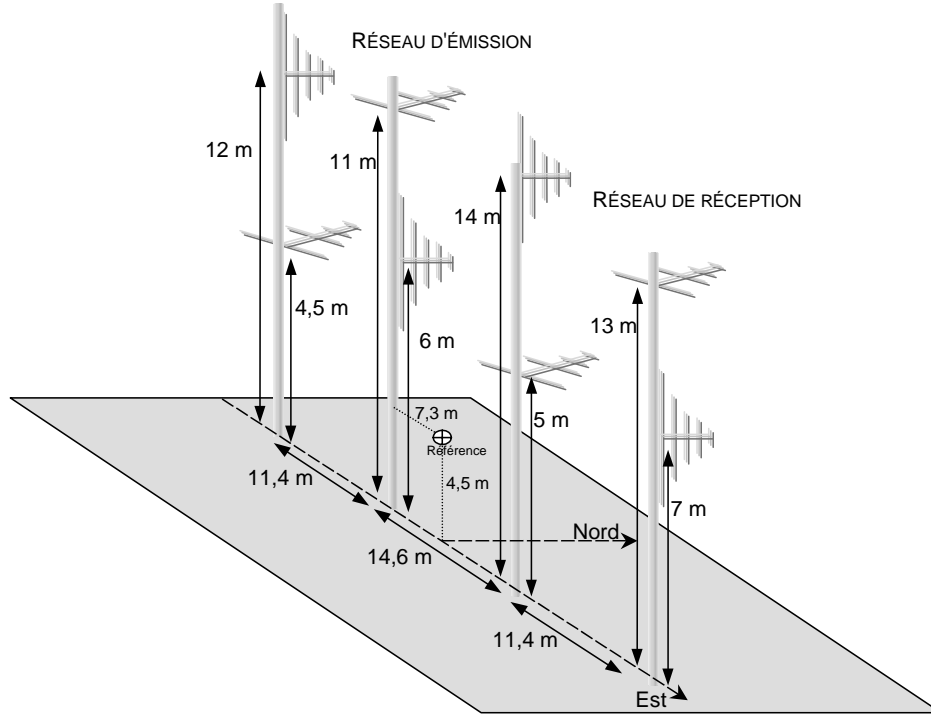


Figure 4 : Structure des réseaux d'émission et de réception du radar MOSAR-4F.

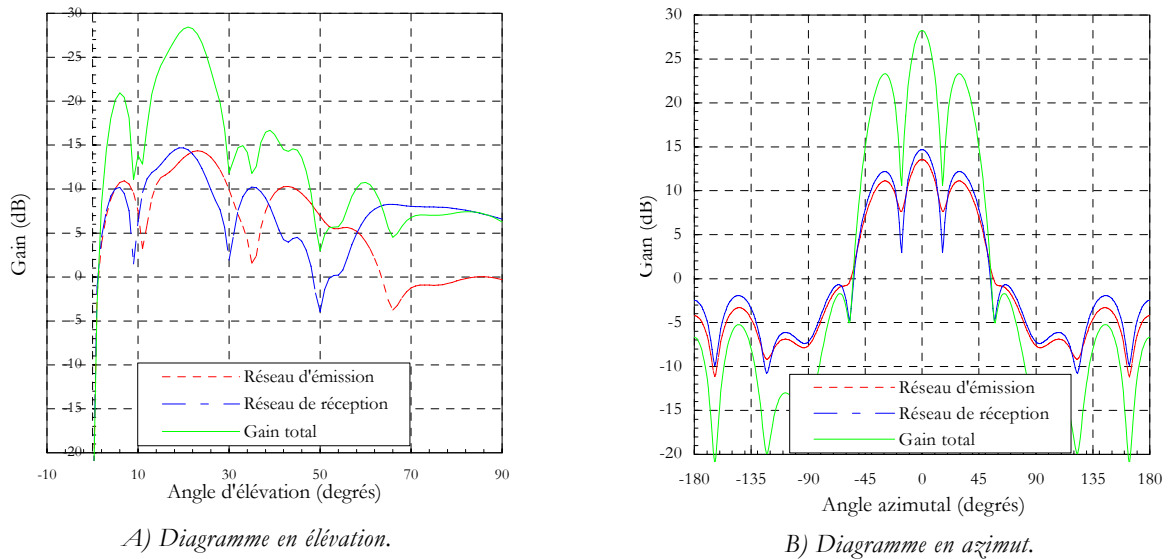


Figure 5 : Diagrammes de rayonnement simulés des réseaux d'émission et de réception, pour une fréquence de 50 MHz et pour une direction de visée fixée (élévation = 20°, azimut = 0°), au-dessus d'un sol moyennement conducteur ( $\epsilon_r = 15$  F/m ;  $\sigma = 0,001$  S/m), Polarisation horizontale.

### A.II.2.3 - Systèmes d'émission/réception

Le synoptique du système d'émission est présenté à la figure ci-dessous.

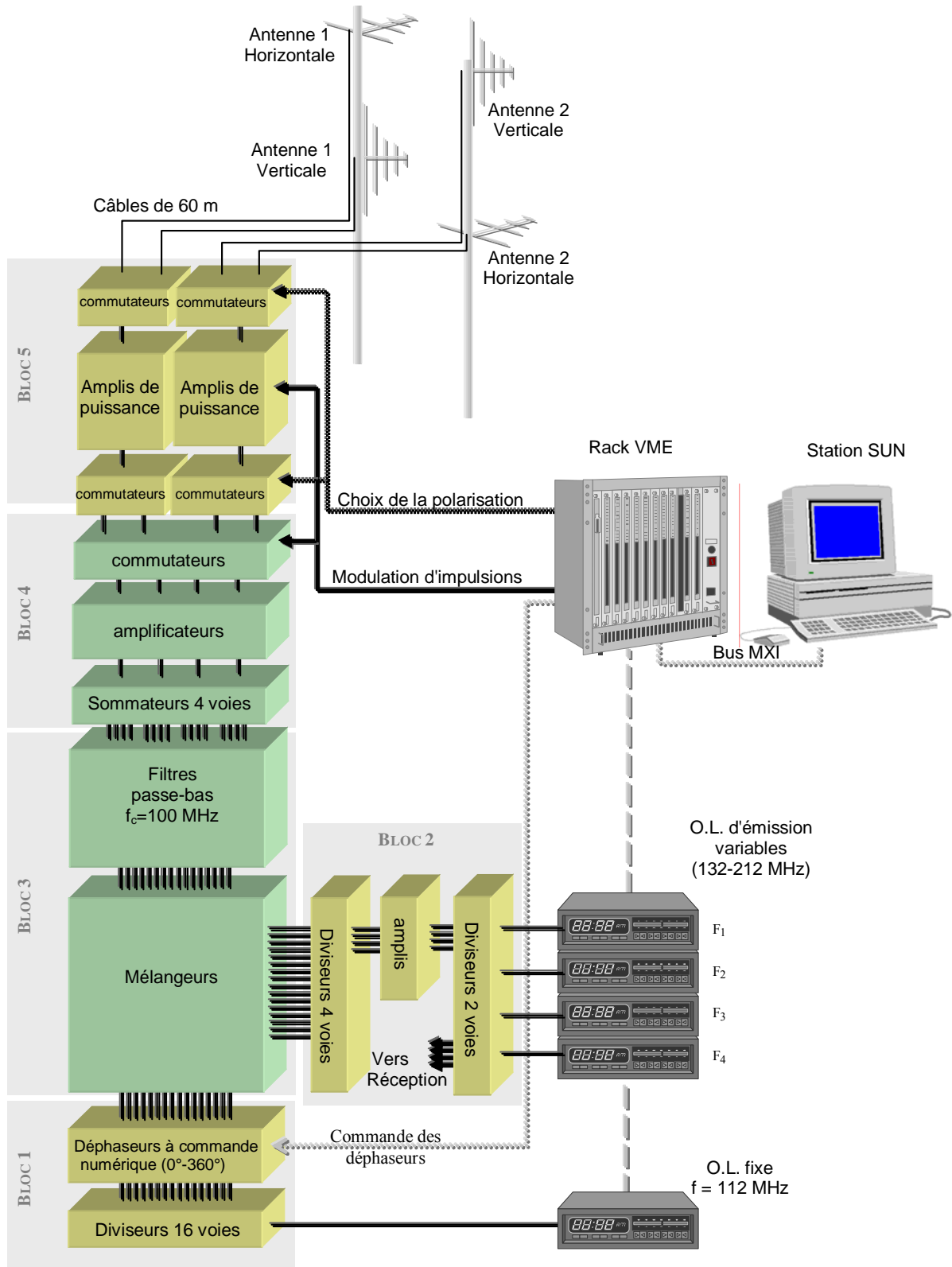


Figure 6 : Structure du système d'émission.

Les générateurs d'émission sont séparés en deux sources distinctes pour s'affranchir de l'utilisation de déphaseurs large bande. Aussi, la source fixe de fréquence 112 MHz est divisée en 16 voies sur lesquelles sont appliqués des déphasages correspondant à la fréquence et à l'antenne d'émission (Bloc 1). Chaque source variable est divisée en quatre voies, dont la fréquence est égale à la fréquence d'émission désirée augmentée de 112 MHz (Bloc 2). Ces sources sont mélangées puis filtrées à travers des filtres passe-bas de fréquence de coupure égale à 100 MHz, ceci afin d'éliminer la bande de fréquence supérieure issue du mélange (Bloc 3). A ce stade, tous les signaux sont déphasés en fonction de la fréquence et de l'antenne auxquelles ils correspondent. Chaque antenne émettant les fréquences simultanément, quatre signaux de fréquence différente sont additionnés et pré-amplifiés avant d'être envoyés vers les amplificateurs de puissance (Bloc 4). La modulation d'impulsion est créée en agissant sur l'étage de polarisation des amplificateurs de puissance et le bloc de commutateurs (Bloc 5).

A la réception, le récepteur est de type superhétérodyne à double changement de fréquence (figure 8). En sortie des antennes, un ensemble constitué de diodes Schottky et d'atténuateurs protège le récepteur lors de l'émission (Bloc 6). Les signaux sont ensuite amplifiés afin de compenser les pertes liées aux diviseurs de puissance (Blocs 6 et 8). Pour récupérer l'information apportée par chaque fréquence, les signaux sont divisés par quatre et mélangés avec les sources d'émission. Ceci permet de garder la cohérence de phase du signal. Les signaux sont ensuite ramenés autour de la fréquence de 112 MHz (Bloc 9). Après un filtrage passe-bande étroit, l'information utile est isolée, puis un nouveau mélange est effectué avec une source de fréquence fixe de 112 MHz - 75 kHz (Bloc 10). Un filtrage passe-bande extrait l'information contenue sur les différentes voies autour de 75 kHz, avec une bande passante de 30 kHz (Bloc 11). Ce dernier filtrage fixe la sélectivité de l'ensemble du système de réception, et par conséquent détermine quasiment la bande de bruit du récepteur. Enfin, les niveaux des signaux sont ajustés à l'échelle d'acquisition des convertisseurs analogique/numérique.

#### A.II.2.4 – Détermination expérimentale de la SER

Le système a été implanté sur le site expérimental de Monterfil (35). Une caractéristique de cette station est de se trouver à proximité du couloir aérien reliant les villes de Nantes et de Dinard. La première campagne d'expérimentations s'est déroulée au printemps 1997. Depuis, de nombreuses autres ont permis de tester le bon fonctionnement du système et d'obtenir des mesures sur des cibles non-coopératives [27][29]. Le traitement des données est effectué par une analyse spectrale à base de FFT. La chaîne de traitement est décrite à la figure ci-dessous.

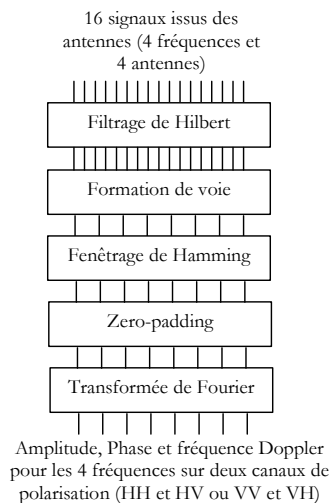


Figure 7: Chaîne de traitement des signaux acquis par le système MOSAR-4F.



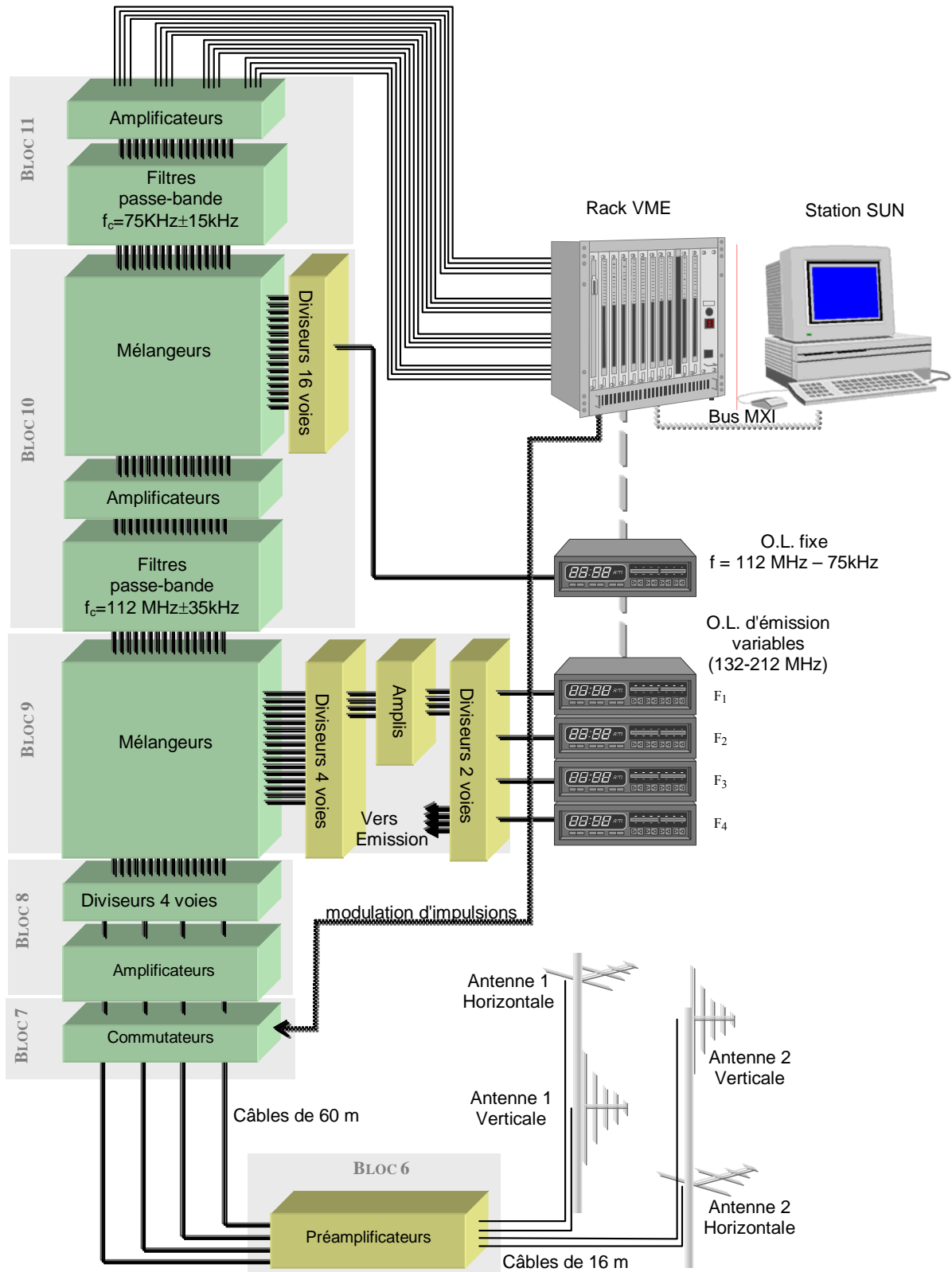


Figure 8 : Structure du système de réception.

Les résultats obtenus se présentent sous la forme de spectre Doppler en fonction de la distance, pour les quatre fréquences émises. Un exemple de résultat est présenté à la figure ci-dessous. Il s'agit dans ce cas, d'un Mc Donnell Douglas MD81/82 circulant dans la direction Dinard - Nantes. Pour chaque fréquence, deux échos se distinguent :

- Un fixe « s'étalant » sur une distance d'environ 30 km correspondant au fouillis de sol,
- Un mobile avec une fréquence Doppler non nulle variant en fonction de la fréquence, « s'étalant » sur environ quatre cases distances (6 km) correspondant à la largeur de l'impulsion émise (40  $\mu$ s).

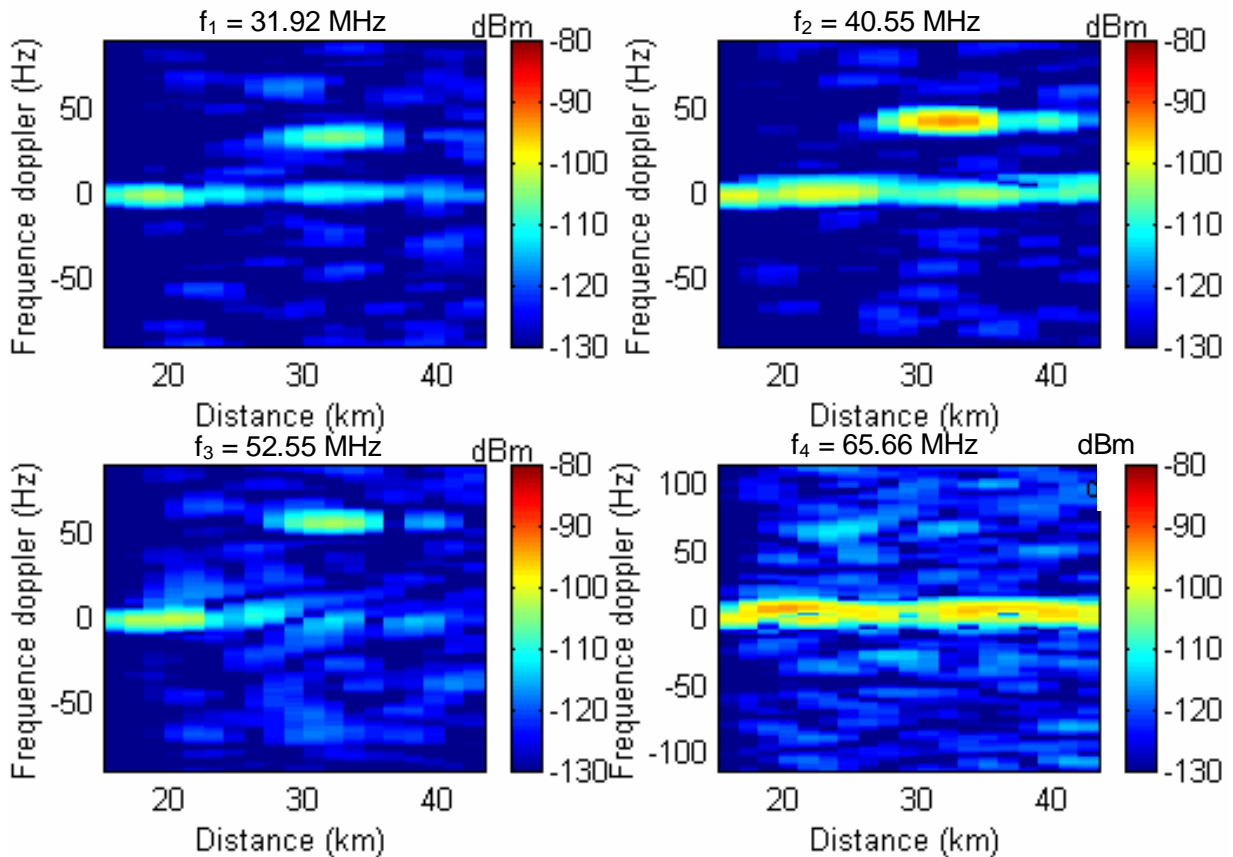


Figure 9 : Acquisition sur un Mc Donnell Douglas MD 81/82 en polarisation horizontale - 24 novembre 1997 à 13h36 TU.

Afin d'optimiser le traitement des acquisitions, une étude a été menée sur la cohérence des signaux [5] :

- Dans le domaine temporel afin d'estimer la stationnarité du signal et d'évaluer le temps d'intégration utilisable,
- Dans le domaine fréquentiel pour déterminer l'écartement minimal entre les fréquences émises par un radar multifréquence tel que MOSAR-4F.

Dans le domaine temporel, un des facteurs les plus importants pouvant mettre la stationnarité de la cible en défaut, est que la SER varie de façon importante durant le temps d'intégration. Si on prend l'exemple du Mc Donnell Douglas MD 81/82 étudié précédemment, le signal est intégré avec un nombre d'impulsions variable allant de 100 à 10000 (figure 10). La cible est observée à la fréquence de 31,92 MHz. On peut remarquer que l'amplitude reste relativement constante jusqu'à environ 4000 impulsions. Dans les exemples étudiés, qui ne sont pas présentés ici, il a été observé que l'amplitude était relativement constante pour quelques milliers d'impulsions. Il est donc possible d'intégrer le signal sur un millier d'impulsions sans risque de perte d'information.

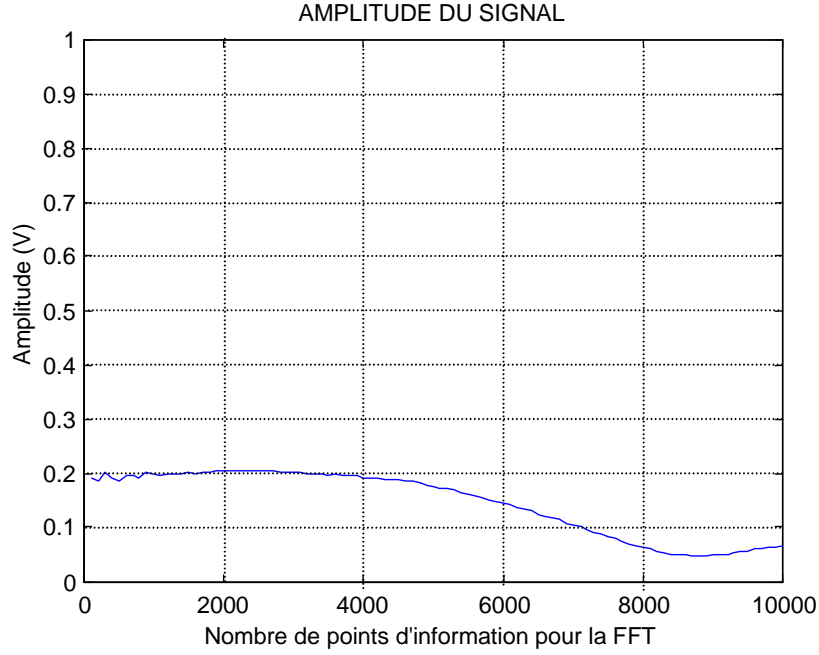


Figure 10 : Variation de l'amplitude du signal en fonction du nombre d'impulsions utilisé pour l'intégration.

Dans le domaine fréquentiel, la cohérence permet de déterminer l'écartement minimal entre les fréquences émises par un radar multifréquence tel que MOSAR-4F. Le calcul de la cohérence est basé sur l'estimation des densités spectrales de puissance et d'interaction des signaux. Elle est une mesure statistique et de ce fait, doit être associée à une opération de moyennage pour être significative. Dès lors, si on considère deux signaux aléatoires et stationnaires  $x(t)$  et  $y(t)$ , la cohérence de  $x(t)$  et  $y(t)$  est définie par :

$$C_{xy}(f) = \frac{S_{xy}(f)}{\sqrt{S_{xx}(f) \cdot S_{yy}(f)}}$$

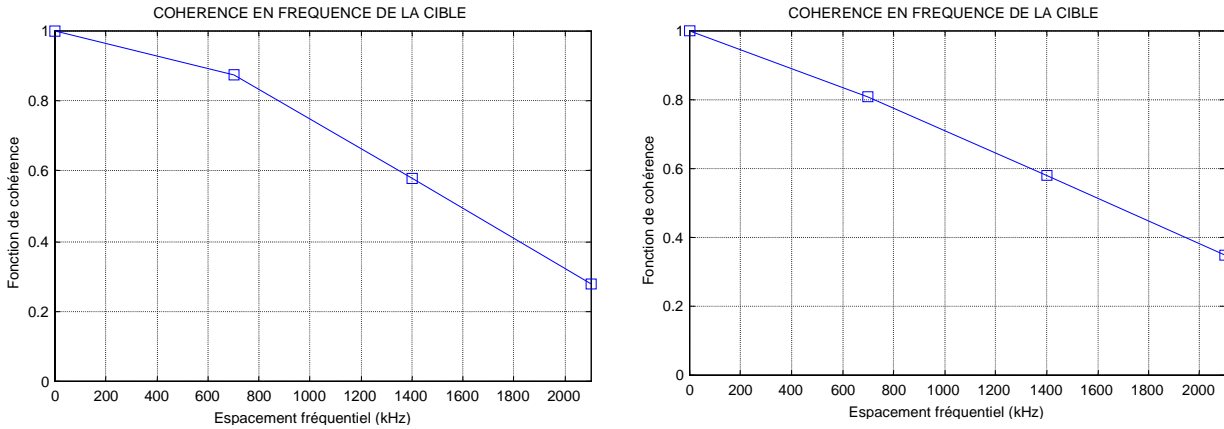
Où  $S_{xx}(f)$  et  $S_{yy}(f)$  représentent les densités spectrales des signaux  $x(t)$  et  $y(t)$ , c'est-à-dire l'estimation de la puissance des signaux en fonction de la fréquence, et  $S_{xy}(f)$ , leur densité spectrale d'interaction.

Si on considère deux signaux échantillonnés,  $x[n]$  et  $y[n]$ , les densités spectrales de puissance et d'interaction sont estimées en découpant les signaux  $x$  et  $y$  de longueur  $n$ , en  $L$  segments. La cohérence s'exprime alors :

$$\hat{C}_{xy}[m] = \frac{\sum_{i=0}^{L-1} X_i[m] \cdot Y_i^*[m]}{\left( \sum_{i=0}^{L-1} |X_i[m]|^2 \cdot \sum_{i=0}^{L-1} |Y_i[m]|^2 \right)^{\frac{1}{2}}}$$

Des mesures ont été effectuées avec un espacement fréquentiel de 700 kHz autour de 38 MHz. Les exemples ont été acquis en polarisation horizontale sur des Boeing 737-200 évoluant à une altitude de 10,06 km. Ces avions ont circulé dans le sens Dinard - Nantes. La cohérence a été estimée pour plusieurs cases distance, qui correspondent à des présentations différentes vis-à-vis du radar.

Dans tous les cas, on observe des variations similaires de la cohérence. Elle est supérieure à 0,8 pour des écarts compris entre 700 et 1000 kHz et elle tombe à 0,5 pour des écarts compris entre 1,5 et 1,9 MHz. Il est possible alors de considérer qu'avec un espacement de l'ordre de 1 MHz les signaux restent relativement cohérents.



A) Case distance 7 (25km) – 15/09/998, 15h32(TU).

B) Case distance 12 (33km) – 17/09/1998, 9h25(TU).

Figure 11 : Fonction de cohérence – Boeing 737-200.

A l'ombre de ces résultats, le temps d'intégration choisi est de 200 ms, soit 500 impulsions émises. La résolution Doppler est donc de 5 Hz.

Après traitement des données, la SER est estimée à l'aide de « l'équation du radar » et des simulations des diagrammes de rayonnement des antennes. Dans les figures suivantes, quelques exemples de mesure de la puissance reçue et d'estimation de la SER en fonction de la fréquence et de la distance, sont présentés [5][6][27][29].

Les campagnes de mesures effectuées ont permis notamment de mettre en évidence trois paramètres :

- Les valeurs de SER estimées sont très importantes, de l'ordre 30 dB.m<sup>2</sup> avec des variations pouvant atteindre  $\pm 20$  dB en fonction de la distance,
- Les « profils » de SER varient en fonction de la fréquence. La technique multifréquence apporte donc des informations supplémentaires qui pourront être utilisées pour l'identification de la cible,
- La difficile reproductibilité des mesures. En effet, la détermination de profils de puissance de cibles a montré que la connaissance de la trajectoire des cibles est nécessaire pour associer correctement un profil de SER à une cible. Bien que des similitudes apparaissent dans les profils mesurés pour un avion de même type, ceux-ci ne sont pas facilement reproductibles. La connaissance de la trajectoire de la cible semble donc être une nécessité pour réaliser par la suite une « bonne » identification.

## A.II.3 – SYSTEME LARGE BANDE A BALAYAGE DE FREQUENCE

### A.II.3.1 - Introduction

Une limitation du radar MOSAR-4F est le nombre de fréquences utilisées. L'évolution technologique nous a poussé à réfléchir au moyen de mesurer la section efficace radar (SER) d'une cible sur un très grand nombre de fréquences afin d'évaluer sa réponse impulsionnelle.

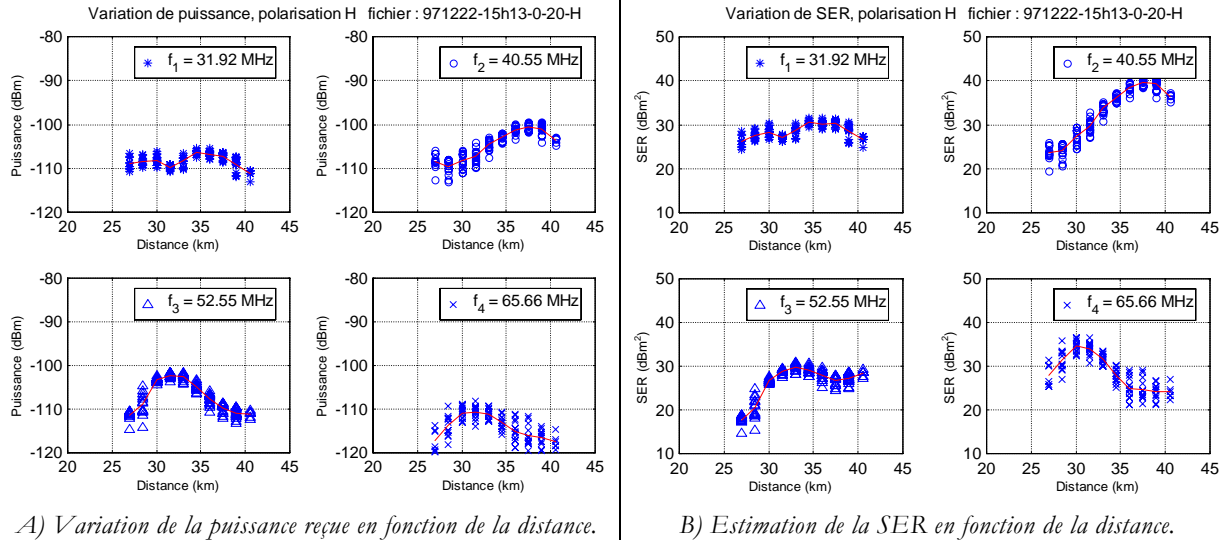


Figure 12 : Mesures effectuées par le radar MOSAR-4F, sur un BAE 146-200 en polarisation horizontale, le 22 décembre 1997 à 14h13 TU.

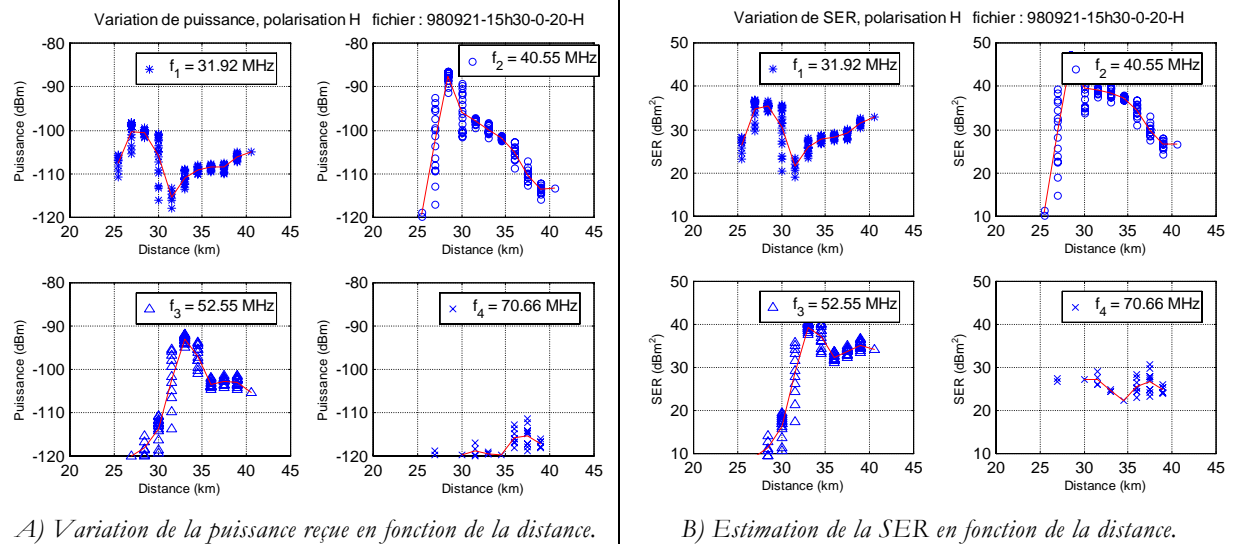


Figure 13 : Mesures effectuées par le radar MOSAR-4F, sur un Boeing 737-200 en polarisation verticale, le 09 décembre 1997 à 14h12 TU.

La méthode la plus rapide pour mesurer la réponse impulsionnelle de la SER d'un objet est l'émission d'une impulsion de très courte durée et de forte puissance. Pour des raisons de réalisation, d'autres solutions sont préférées telles que l'utilisation d'un signal sinusoïdal modulé linéairement en fréquence, ou appelé FM-CW (Frequency Modulation - Continuous Wave), de durée bien supérieure à l'impulsion de bande équivalente. Il est ensuite possible d'obtenir après démodulation, la réponse impulsionnelle par la transformée de Fourier inverse de la réponse fréquentielle de la cible.

Depuis quelques années, les progrès techniques réalisés permettent l'utilisation de synthétiseurs numériques de fréquence ou DDFS (Direct Digital Frequency Synthesizer), pour la génération d'un signal modulé en fréquence, à des coûts relativement faibles.

C'est dans ce cadre que la thèse de Mr Christophe Barès a débuté [4]. La première étape a été la réalisation du synthétiseur de fréquence. Ce travail a été initialisé par un scientifique du contingent puis terminé dans le cadre de cette thèse.

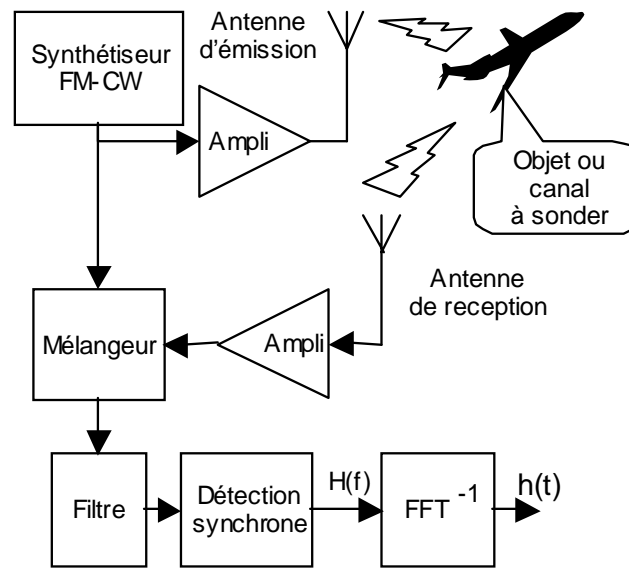


Figure 14: Schéma synoptique d'un système FM-CW.

Ce travail a fait l'objet de plusieurs publications citées en références [4][7][21][22][23][41].

### A.II.3.2 – Système FM-CW

#### A.II.3.2.1 – Principe d'un synthétiseur numérique de fréquence (DDFS)

La synthèse numérique de fréquence repose sur la génération entièrement numérique du signal désiré. Le synthétiseur utilisé pour le système FM-CW a la structure suivante :

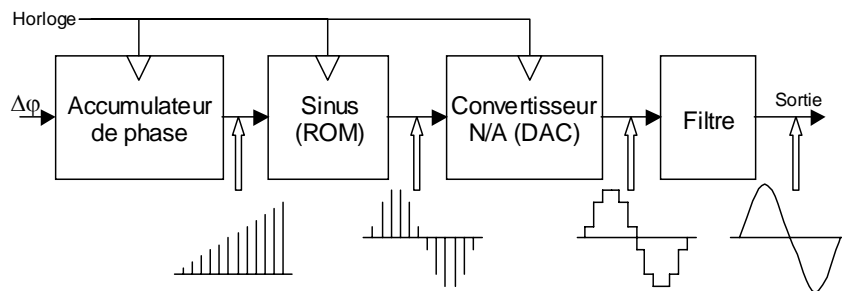


Figure 15 : Principe du synthétiseur numérique de fréquence (DDFS).

Ainsi, un signal FM-CW, ou encore appelé « chirp », c'est-à-dire une sinusoïde modulée en fréquence, s'obtient en présentant à l'entrée du DDS un incrément de phase  $\Delta\phi$  qui varie régulièrement, grâce à un second accumulateur. La fréquence du signal de sortie évolue en « marches d'escalier » de hauteur  $\Delta f$ , au même rythme  $T_H$  que  $\Delta\phi$ .

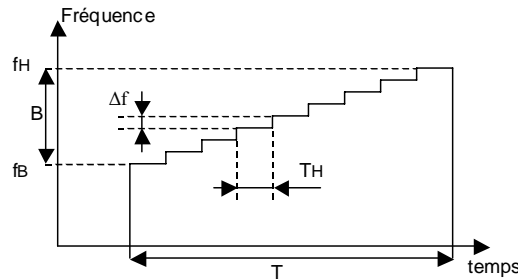


Figure 16 : Evolution de la fréquence d'un chirp en sortie d'un DDS.

Ainsi, la fréquence du signal de sortie balaye une bande de fréquence  $B$ , comprise entre les fréquences  $f_B$  et  $f_H$ , en un temps  $T$ . Les avantages de cette structure sont multiples :

- La fréquence du signal de sortie est proportionnelle à l'incrément de phase  $\Delta\phi$  et à la fréquence de l'horloge,
- La vitesse de changement de fréquence est très rapide. Il suffit de changer la valeur se trouvant dans l'accumulateur de phase. Cette opération s'effectue en quelques cycles d'horloge, c'est-à-dire quelques dizaines de nanosecondes,
- La phase du signal de sortie est parfaitement connue et maîtrisée.

Par rapport à un signal chirp idéal, les erreurs sont dues à l'effet des marches de fréquence, au bruit de phase de l'horloge et aux variations de l'amplitude du signal de sortie en fonction de la fréquence.

La structure du synthétiseur développé dans le cadre de l'application MOSAR-FMCW est présentée aux figures ci-dessous [85].

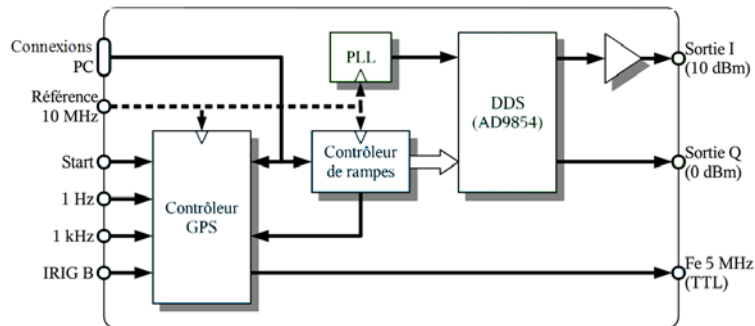


Figure 17 : Schéma de fonctionnement global du synthétiseur de fréquence.

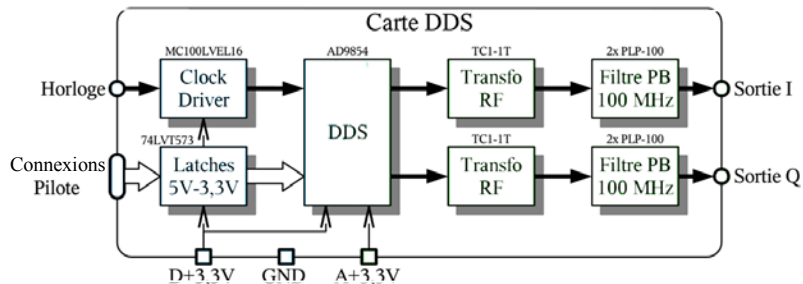


Figure 18 : Schéma de la carte DDS.

Il est constitué :

- de la carte DDS,
- du « Contrôleur de rampes » qui transcrit les données numériques envoyées par le PC en un format admissible par le DDS,
- de la « PLL » qui fournit l'horloge à l'ensemble du synthétiseur,
- du « Contrôleur GPS » qui est le module numérique permettant de synchroniser en temps, en phase et en fréquence, deux synthétiseurs distants.

Le circuit utilisé pour le DDFS est le AD9854 d'Analog Devices, cadencé avec une horloge de 300 MHz. Le synthétiseur développé permet de balayer une bande de fréquence de 28 à 88 MHz en moins de 200  $\mu$ s. La figure suivante présente l'allure du spectre généré par ce synthétiseur dans la bande 20 – 80 MHz.

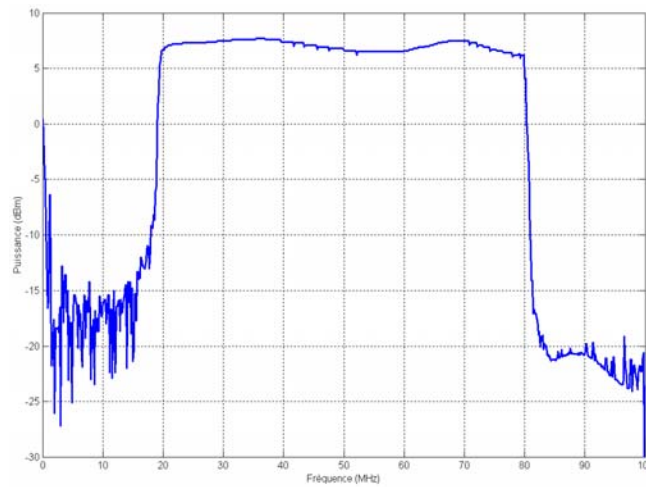


Figure 19 : Allure du spectre généré par le synthétiseur dans la bande 20 – 80 MHz.

#### A.II.3.2.2 – Systèmes d'émission et de réception

Le principe de mesure de la SER repose sur la démodulation cohérente de la rampe de fréquence émise par celle reçue. Le signal reçu  $r(t)$  est donc le signal chirp émis  $e(t)$  retardé par le trajet aller – retour de l'onde et filtré par la SER de la cible. Le retard  $t_d(t)$  du signal reçu  $r(t)$  par rapport au signal émis, s'écrit :

$$t_d(t) = \frac{2(D + V_r \cdot t)}{c} = t_{d0} + \frac{2V_r}{c} t$$

Avec  $D$ , la distance radar – cible à l'instant  $t = 0$ ,  $V_r$ , la vitesse radiale de la cible par rapport au radar,  $t_{d0}$ , le retard à l'instant  $t = 0$  et  $c$ , la vitesse de la lumière.

La démodulation étant cohérente, le retard de propagation  $t_d$  de l'onde se traduit en une différence de fréquence proportionnelle à la pente du signal FM-CW. La figure suivante illustre ce phénomène.

Dans le cas d'une bande de 40 MHz balayée en 1 ms, ce qui correspond à une pente de 40 GHz/s, pour une cible se trouvant à une distance de 30 km, le retard est de 200  $\mu$ s. Après filtrage passe-bas, la fréquence démodulée est donc de 8 MHz. Afin d'améliorer le rapport signal à bruit en sortie du récepteur, la fréquence de coupure du filtre passe-bas de réception a été fixée à 1 MHz.



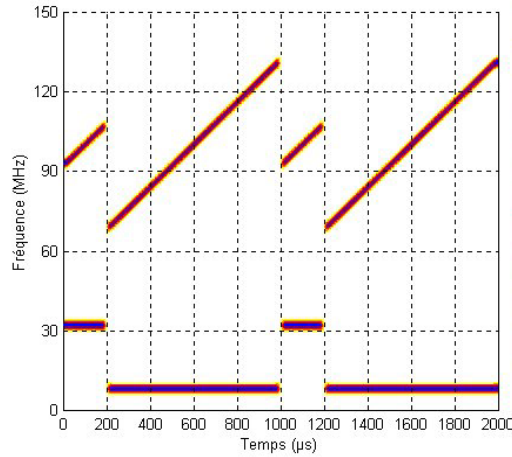


Figure 20 : Analyse temps – fréquence du signal en rampes enchaînées après mélange –  
 $T = 1 \text{ ms}$ ,  $f_B = 30 \text{ MHz}$ ,  $B = 40 \text{ MHz}$ ,  $t_{d0} = 200 \text{ μs}$ .

En considérant la bande de travail du radar MOSAR ( $\Delta f = 50 \text{ MHz}$  centrée autour de  $f_0 = 55 \text{ MHz}$ ) et une cible se trouvant à la distance de  $60 \text{ km}$  ( $t_d = 400 \text{ μs}$ ), la pente maximale du signal émis est de  $2,5 \text{ GHz/s}$ . Pour notre application, la durée de la rampe d'émission a donc été choisie à  $20 \text{ ms}$ , ce qui rend impossible l'utilisation de cette technique par un radar impulsif.

La nécessité d'un système cohérent pour la mesure de la réponse impulsionnelle oblige le monostatisme et le fonctionnement du radar en CW, ce qui provoque un fort couplage entre l'émetteur et le récepteur. Afin de pallier à ce problème, l'émetteur et le récepteur fonctionneront alternativement.

L'utilisation d'un code pseudo-aléatoire modulant en tout ou rien le fonctionnement alternatif de l'émetteur et du récepteur, permet ainsi une émission quasi-continue d'un signal FM-CW de période élevée par rapport au temps d'intégration cohérente des signaux. La structure de base du radar MOSAR-FMCW est présentée à la figure suivante [23].

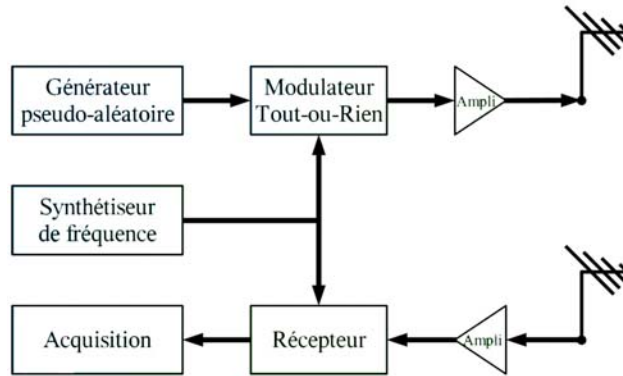


Figure 21 : Structure du radar MOSAR - FM-CW en monopolarisation.

La rampe générée par le DDFS est utilisée à la fois à l'émission et à la réception. Un commutateur SPDT (Single Port – Double Terminal) alterne l'envoi de cette rampe vers l'émetteur ou le récepteur. La commande de ce commutateur est effectuée par un FPGA générant un code pseudo-aléatoire.

Le fonctionnement en bipolarisation, présenté à la figure suivante, se fait par l'utilisation de 2 synthétiseurs de fréquence FM-CW identiques, générant des rampes de pentes opposées. Le même code pseudo-aléatoire commande les deux commutateurs SPDT permettant le fonctionnement alternatif des émetteurs et des récepteurs.

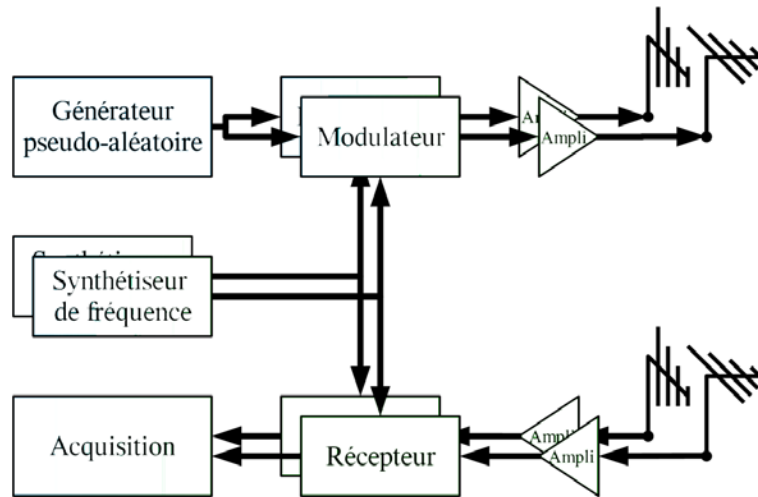


Figure 22 : Structure du radar MOSAR-FMCW en bipolarisation.

La mesure sur les quatre canaux de polarisation est donc simultanée avec une zone inutilisable correspondant à la fréquence de croisement des rampes croissante et décroissante. Le tableau suivant résume les principales caractéristiques de ce système.

Paramètres	Valeurs
Fréquence basse	30 MHz
Fréquence haute	80 MHz
Bande de fréquence	50 MHz
Puissance crête émise	100 W/polarisation
Période de balayage	20 ms
Durée d'une fréquence	100 ns
Nombre de fréquences émises	$3.10^5$
Polarisation	horizontale et verticale
Taux de compression	60 dB
Résolution en distance	12 m
Bande passante	1 MHz
Sensibilité	- 80 dBm
Dynamique	70 dB

Tableau 3 : Principales caractéristiques du radar MOSAR-FMCW.

### A.II.3.3 – Limitation dans la mesure

Afin de juger des capacités et des limitations d'un tel système, une étude a été effectuée en parallèle à ce développement, pour évaluer notamment l'impact de cette technique sur la mesure de la réponse impulsionnelle [4][22][24][10].

Les antennes utilisées pour le radar MOSAR-FMCW sont les mêmes que pour l'application MOSAR-4F. Il s'agit d'antennes log-périodiques dipolaires RACAL DANA RA943-900. Ses principales caractéristiques sont résumées dans le tableau ci-dessous.



Figure 23 : Vue d'une antenne RACAL DANA RA943-900.

Caractéristiques géométriques	Nombre de dipôles	10
	Facteur d'échelle	0,847
	Facteur d'espacement	0,063
Caractéristiques électriques	Bande passante	28 – 100 MHz
	Impédance	50 $\Omega$
	Gain	6 dBi typique
	Ouverture	Plan H : 120° Plan E : 80°

Tableau 4 : Principales caractéristiques des antennes RACAL DANA RA943-900.

L'inconvénient de ces antennes est que la position du centre de phase est dépendante de la fréquence. Afin de quantifier ce déplacement, une technique de modélisation a été développée puis validée par des mesures réalisées en chambre anéchoïde [10].

Cette antenne basse – fréquence étant trop grande pour être caractérisée dans une chambre anéchoïde, les mesures ont donc été réalisées sur une antenne log-périodique EMCO 3147 travaillant dans des fréquences supérieures. Ces caractéristiques sont résumées dans le tableau ci-dessous.

Caractéristiques géométriques	Nombre de dipôles	30
	Facteur d'échelle	0,88
	Facteur d'espacement	0,066
Caractéristiques électriques	Bande passante	0,2 – 5 GHz
	Impédance	50 $\Omega$
	Gain	5 dBi typique

Tableau 5 : Principales caractéristiques de l'antenne EMCO 3147.

La fréquence de coupure basse de la chambre anéchoïde est de 1,1 GHz. Les mesures ont donc été faites dans la bande 1,1 – 5 GHz. La position du centre de phase pour chaque fréquence a été déterminée par la mesure de la phase  $\psi$  du facteur de transmission entre un cornet et l'antenne log-périodique. Cette phase a été mesurée par un analyseur de réseau dans le plan E pour plusieurs angles d'azimut  $\varphi$  en faisant tourner l'antenne sur elle-même.

Afin d'obtenir une position stable du centre de phase, les mesures ont été limitées au lobe de rayonnement principal de l'antenne [BAL97]. La phase peut être modélisée sous la forme :

$$\psi = \psi_0 + [a \cdot \cos(\varphi + b)]$$

Où  $\psi_0$ ,  $a$  et  $b$  dépendent seulement de la fréquence.

Comme le centre de rotation R de l'antenne est à 69,3 cm de l'apex, il se trouve donc en dehors de la zone active de l'antenne [CAR61]. Ainsi, une méthode des moindres carrés peut être appliquée aux mesures  $(\varphi, \psi)$  pour déterminer l'amplitude  $a$  de la variation de phase en fonction de l'angle de rotation. La distance du centre de phase OP à partir de l'apex O est calculée avec l'équation suivante :

$$OP = \frac{C_0 \cdot a}{2\pi \cdot f} + OR$$

Où  $c$  est la vitesse de la lumière.

Les mesures ont été réalisées avec un pas de 100 MHz entre 1,1 et 2,6 GHz, et un pas de 200 MHz jusqu'à 5 GHz. L'azimut  $\varphi$  a été balayé sur un secteur de  $\pm 36^\circ$  par pas de  $2^\circ$ .

Parallèlement, l'antenne EMCO 3147 a été simulée avec le logiciel NEC2. La structure simulée est constituée de trente dipôles horizontaux connectés avec une ligne de transmission entrelacée. Le centre de référence a été choisi à 69,3 cm de l'apex, comme pour les mesures. Le diagramme de rayonnement en champ lointain, a été calculé pour un angle d'élévation de  $0^\circ$  et un angle d'azimut variant entre  $\pm 36^\circ$ . La phase du champ électrique a été calculée dans le plan E. Les résultats issus de la simulation et des mesures sont présentés à la figure ci-dessous. Un bon accord est observé entre les mesures et les simulations.

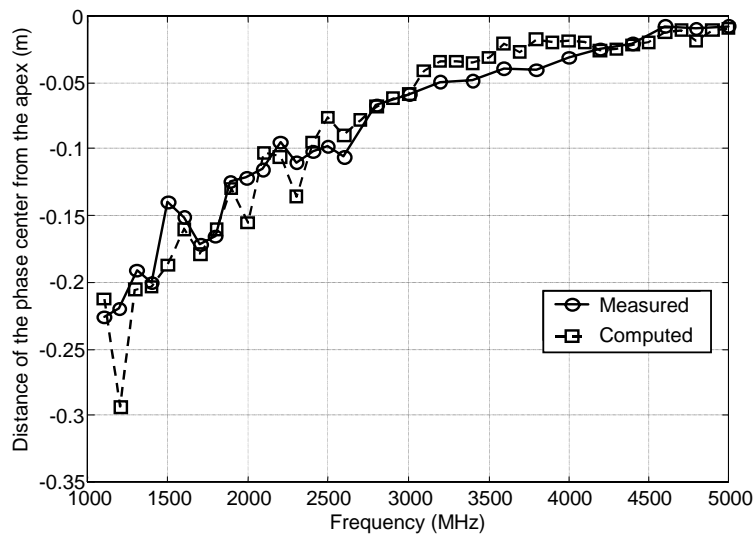


Figure 24 : Position du centre de phase en fonction de la fréquence – Antenne EMCO3147, plan E.

Ce modèle ainsi validé, a ensuite été étendu dans les bandes de fréquence HF – VHF. La figure ci-dessous montre la simulation de la position de ce centre de phase en fonction de la fréquence pour l'antenne RACAL DANA RA943-900.

La variation du centre de phase évolue approximativement suivant une loi en  $1/f$ . Il est localisé à environ 91 % de la position du dipôle  $\lambda/2$  correspondant, par rapport à l'apex de l'antenne, ce qui montre bien l'effet de « tirage » dû à l'alimentation de tous les brins.

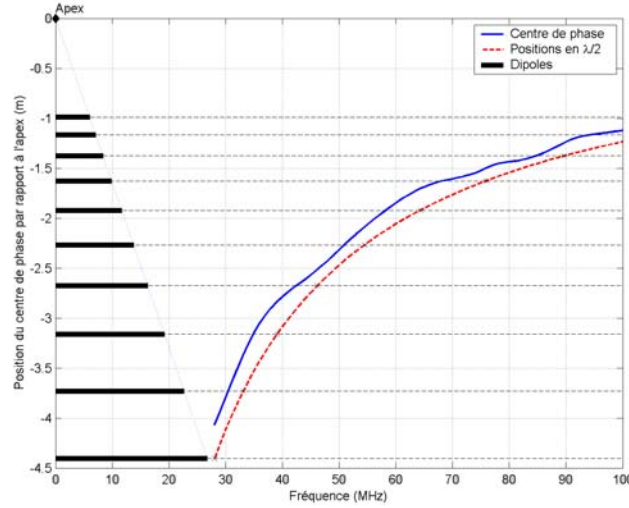


Figure 25 : Position du centre de phase en fonction de la fréquence – Antenne RACAL DANA RA943-900.

Dans les systèmes radars FM-CW, la fréquence du signal émis est une fonction linéaire du temps, s'écrivant sous la forme :

$$f = \Delta_f \cdot t + f_0$$

Où  $\Delta f$  est la pente fréquentielle en Hz/s.

Ainsi, le centre de phase de l'antenne se déplace en fonction du temps avec une vitesse virtuelle  $V_r$  et induit un décalage Doppler  $f_d$  qui s'écrit sous la forme :

$$f_d = 2 \frac{V_r}{C_0} f = \frac{2}{C_0} \frac{\partial OP}{\partial f} \cdot \frac{\partial f}{\partial t} \cdot f = 2 \frac{\Delta_f}{C_0} \frac{\alpha}{f}$$

Où les variations OP suivent une progression en  $-\alpha/f$ .

Pour les applications FM-CW, la pente fréquentielle peut être très grande, de l'ordre de 10 GHz/s. Dans ce cas, le décalage Doppler dû au déplacement du centre de phase, peut être plus grand que celui lié au déplacement de la cible. La figure ci-dessous présente une comparaison entre la fréquence Doppler liée au déplacement d'une cible à la vitesse de 150 m/s et celle parasite induite par le déplacement du centre de phase le long de l'antenne. La pente du signal FM-CW est dans ce cas de 2,5 GHz/s et 10 GHz/s.

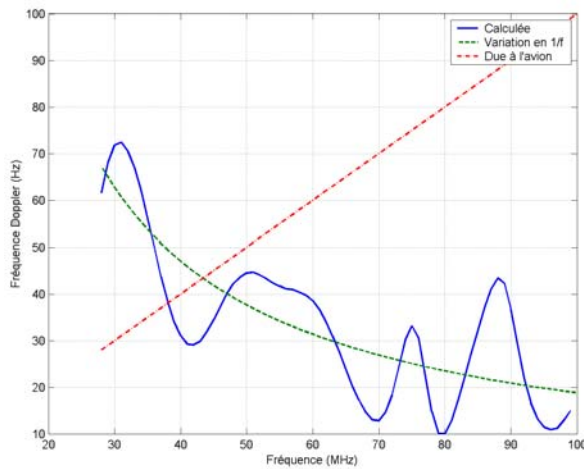
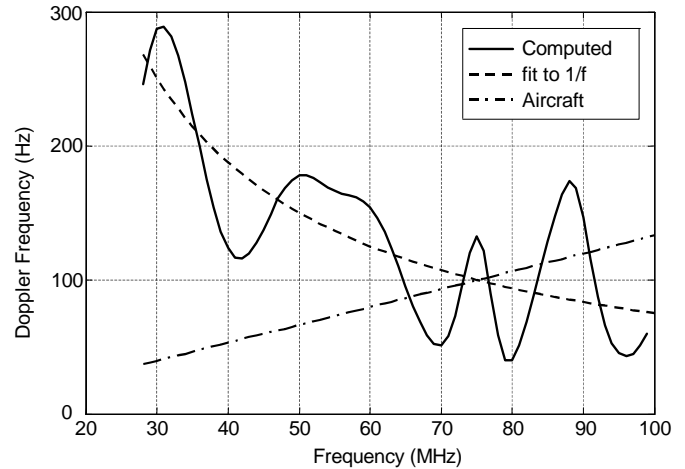

 A)  $\Delta F = 2,5 \text{ GHz/s}$ .

 B)  $\Delta F = 10 \text{ GHz/s}$ .

 Figure 26 : Variations de la fréquence Doppler en fonction de la fréquence liées au déplacement du centre de phase et à la cible ( $V_{cible} = 150 \text{ m/s}$ ).

Pour les fréquences les plus basses, la fréquence Doppler parasite liée au déplacement du centre de phase est plus grande que celle générée par la cible. Cet effet diminue en fonction de la fréquence mais demeure non négligeable. Ainsi, lorsque le radar FM-CW balaye la rampe de fréquence, le déplacement du centre de phase le long de l'antenne induit un effet Doppler parasite qui sera d'autant plus important que la pente fréquentielle du signal FM-CW sera élevée.

Une bonne modélisation de ce phénomène est donc nécessaire afin d'évaluer avec précision la réponse impulsionnelle de la cible.

### A.II.3.3 – Conclusions partielles

Ce système est actuellement en cours de validation en laboratoire. Le déploiement sur le site d'expérimentations, est prévu pour le printemps 2006. Des mesures de réponse impulsionnelle sur des cibles non-coopératives seront effectuées, ainsi que des tests de classification et d'identification. Une étude comparative des capacités d'identification entre les techniques multifréquence (MOSAR-4F) et à balayage (MOSAR-FMCW) sera menée.

### A.II.4 – ETUDE DU FOUILLIS DE SOL

Pour les systèmes radars basés au sol, une importante limitation dans les capacités de détection de cibles volant à faible altitude est la puissance de l'écho renvoyée par le fouillis de sol. Une caractérisation de ce fouillis a donc été réalisée en fonction de l'angle de visée (élévation, gisement) du radar, de la fréquence et pour les polarisations horizontale et verticale [86].

Les conditions d'expérimentations ont été les suivantes :

- Variation de l'angle d'élévation :  $0^\circ$  à  $+60^\circ$ ,
- Variation de l'angle de gisement :  $-60^\circ$  à  $+60^\circ$ ,
- Bande de fréquence : 30 – 85 MHz,
- Gamme distance : 6 – 30 km.

L'environnement autour du système est constitué de champs agricoles entrecoupés de haies et d'arbres sur des collines de faible hauteur. Un exemple de variation de l'altitude du sol et de la puissance reçue en fonction de la distance est présenté aux figures ci-dessous.

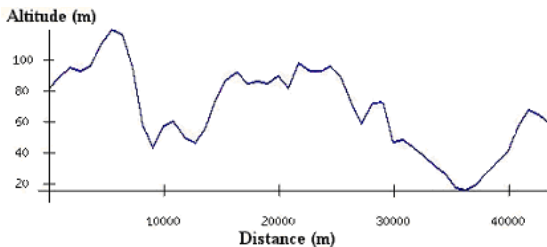


Figure 27 : Variation de l'altitude du sol en fonction de la distance (Angle d'azimut =  $0^\circ$ ).

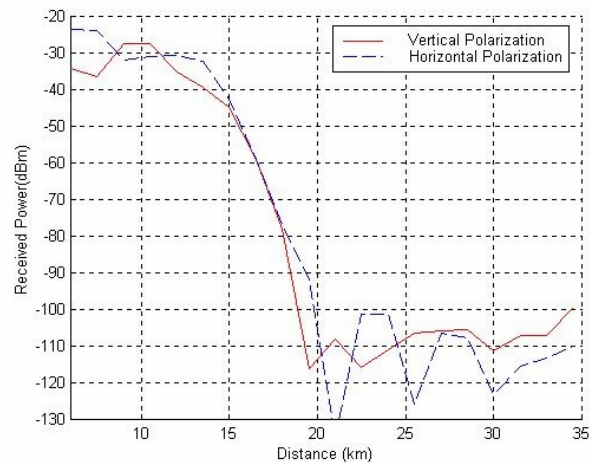


Figure 28 : Estimation à partir de mesures du facteur de réflectivité du fouillis de sol en fonction de la distance (Angle d'élévation =  $10^\circ$  – Angle d'azimut =  $0^\circ$  – Fréquence = 45 MHz).

Cette représentation de terrain a été obtenue à partir du modèle numérique GTOPO30 développé par le « US Geological Survey's EROS Data Center ».

L'observation de cette figure permet de dégager 3 zones différentes :

- Entre 6 et 15 km, la puissance réfléchi est extrêmement forte avec des valeurs de l'ordre de -30 dBm,
- Entre 15 et 20 km, une décroissance importante est observée (environ -10 dB/km). Ce phénomène est probablement dû à l'horizon radioélectrique qui est de 15,42 km pour la plus haute antenne (14 m), et à l'effet de masque opéré par la colline se trouvant à 8 km,
- Pour des distances supérieures à 20 km, l'écho renvoyé par le fouillis de sol est d'environ -120 dBm et est très proche du niveau de bruit « ambiant ».

La comparaison entre le profil numérique de terrain et la variation de la puissance reçue en fonction de la distance montre une très faible corrélation. Ce phénomène peut s'expliquer par l'ouverture importante en azimuth des diagrammes de rayonnement des antennes (environ 20 °) et la faible résolution du radar (6 km), ce qui provoque un « lissage » des effets de dénivellation du terrain.

A partir de ces mesures, une évaluation du coefficient de réflectivité a été réalisée. Le coefficient  $\sigma_{mes}^0$  calculé correspond à  $\sigma^0.F^4$ , où  $F^4$  est le facteur de propagation et  $\sigma^0$ , le coefficient de réflectivité du fouillis de sol.

Un exemple de résultat est présenté à la figure suivante. Plusieurs phénomènes sont observables :

- Une réflectivité de l'ordre de -30 dB.m<sup>2</sup>/m<sup>2</sup>,
- Une variation très faible avec une diminution pour les plus hautes fréquences,
- Une réflectivité plus importante, de l'ordre de 10 dB, en polarisation horizontale par rapport à la verticale.

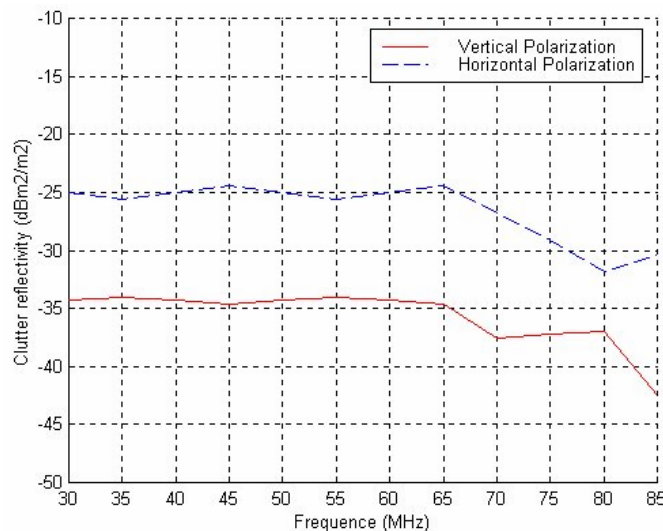


Figure 29 : Variation de la réflectivité du fouillis de sol en fonction de la fréquence  
(Distance = 6 km – Angle d'élévation = 20° – Angle d'azimut = 0°).

Ces résultats ont fait l'objet d'une communication orale lors d'une conférence internationale [26].

## A.II.5 – CONCLUSIONS PRELIMINAIRES

Dans l'état actuel de l'avancement des travaux, un système est opérationnel sur le site d'expérimentations de Monterfil : le radar MOSAR-4F. Les nombreuses campagnes de mesures effectuées ont permis de construire une base de données de mesures de la puissance reçue simultanément sur quatre fréquences, en polarisation horizontale ou verticale. Ces données couplées aux informations fournies par le SCTA (Service du Contrôle du Trafic Aérien) permettront de tester l'efficacité de méthodes de classification et d'identification et par la suite, de les améliorer.

Un certain nombre de caractéristiques a été mis en évidence :

- Les valeurs de SER estimées sont très fortes, de l'ordre de 20 à 30 dB.m<sup>2</sup> avec des variations, elles aussi, extrêmement importantes (d'environ 30 dB),
- La SER varie en fonction de la fréquence. De ce fait, l'utilisation de systèmes radar à large bande de fréquence (multifréquence ou FM-CW), semble être une approche intéressante pour la classification, le nombre d'information sur la cible augmentant avec le nombre de fréquences,
- Les mesures sont difficilement reproductibles. Les mesures de la SER en fonction de la distance pour le même type d'avion ont montré qu'il y avait une « certaine » similitude, mais qu'elles étaient peu reproductibles. Les avions circulant à l'intérieur d'un même couloir aérien, il semble donc que des positions différentes dans ce couloir aient une influence importante sur la SER,
- La cohérence fréquentielle est relativement élevée, de l'ordre de 1 MHz. Ce paramètre fixe l'écart minimum entre deux fréquences d'émission.

Une voie d'amélioration du radar MOSAR-4F concerne l'aspect multipolarisation. En effet, actuellement, une seule polarisation est utilisée à l'émission et les deux à la réception. Pour une mesure simultanée de la matrice de rétrodiffusion complète, deux approches peuvent être envisagées :

- L'acquisition de deux amplificateurs de puissance supplémentaires, ce qui représente un coût non négligeable et nécessite un codage orthogonal des signaux émis afin de pouvoir les séparer à la réception,
- L'utilisation de commutateurs placés en amont et en aval des amplificateurs de puissance. Ces commutateurs devront être capables d'accepter de fortes puissances (1 kW en impulsionnel) et avoir un temps de commutation extrêmement rapide. Des systèmes sont disponibles en catalogue mais présentent l'inconvénient d'avoir une durée de vie limitée (environ 500 000 commutations) et un temps de commutation supérieur à la dizaine de milliseconde.

La première possibilité est envisageable mais possède un coût non négligeable, tandis que la deuxième est à écarter.

D'autres voies méritent plutôt d'être explorées telles que le développement et l'implantation du système radar MOSAR-FMCW en mono et bipolarisation.

Le système d'émission et de réception du radar est en cours de validation en laboratoire. Le déploiement sur le site d'expérimentations du système en mono-polarisation, est prévu pour le printemps 2006. Des mesures de la réponse impulsionnelle sur des cibles non-coopératives seront effectuées. Ces résultats permettront ainsi de tester les méthodes de classification et d'identification sur des représentations temporelles du signal.



Une étude comparative des capacités d'identification entre les techniques multifréquence (MOSAR-4F) et à balayage (MOSAR-FMCW) sera aussi menée.

Ensuite, une évolution de ce système vers un radar FM-CW à bi-polarisation est envisagée. Pour cela, un nouveau synthétiseur de fréquence ainsi que le dédoublement des structures d'émission et de réception, doivent être développés. Cette évolution permettra la mesure simultanée des quatre paramètres de la matrice de rétrodiffusion complète, sur une large bande de fréquence.

Des outils polarimétriques pour l'identification de cibles, pourront ainsi être testés tels que les paramètres de Huynen.

## CHAPITRE A.III : MODELISATION ET SIMULATION DE SER

---

### A.III.1 – INTRODUCTION

Le développement du traitement des signaux radars appliqué à l'identification requiert la connaissance a priori du comportement des cibles dans la gamme de fréquence étudiée. La réponse de cet objet défini par sa surface équivalente radar, à l'excitation d'une onde électromagnétique doit être caractérisée.

La détermination de cette réponse peut être réalisée en effectuant des mesures en chambre anéchoïde sur la cible grandeur réelle ou ramenée à une échelle réduite. Cette méthode est performante mais la variation des angles d'observation de la cible en vol nécessite une connaissance de la SER en fonction du site et du gisement. La réalisation de mesures en tenant compte de ces deux paramètres est très fastidieuse et extrêmement coûteuse.

La simulation numérique apporte une solution à ce problème en offrant la possibilité de connaître la SER d'une cible quels que soient les angles d'observation. Mais la difficulté de cette méthode repose sur la bonne représentation de la cible par le modèle numérique. Cela détermine la validité de la modélisation pour la gamme de fréquence utilisée. La modélisation la plus fidèle est basée sur la résolution exacte des équations de Maxwell. Ces équations sont difficiles numériquement à résoudre et des approximations ont été développées en fonction des bandes de fréquence utilisées pour l'éclairage des cibles. Trois zones distinctes peuvent être définies :

- La zone de Rayleigh pour laquelle la longueur d'onde est très grande devant les dimensions de la cible,
- La zone de résonance où les dimensions de la cible sont de l'ordre de la longueur d'onde,
- La zone optique qui correspond à une longueur d'onde très petite devant les dimensions de la cible.

Dans les zones optique et de Rayleigh, des approximations permettent d'obtenir des formulations simplifiées des phénomènes de diffraction mais il en va tout autrement dans la zone de résonance. La longueur d'onde étant de l'ordre des dimensions de la cible, elle demande la résolution des équations intégrales. Des méthodes hybrides ont été développées et sont une approche intéressante mais restent difficilement généralisables à des cibles complexes [UGU92].

Les travaux effectués sur ce thème et présentés dans les paragraphes suivants ont fait l'objet de publications dans des revues et conférences internationales [5][9][25][28][30][43][61].

## **A.III.2 – MODELISATION DE CIBLES AERIENNES**

Les cibles étudiées dans le cadre du projet MOSAR, sont des avions de type moyen courrier d'environ 30 mètres de longueur et d'envergure. Les longueurs d'onde utilisées varient approximativement entre 3 et 15 mètres. La modélisation doit donc se faire dans la zone de résonance. Une solution à ce problème est la méthode des moments [HAR68]. C'est un outil de résolution des équations intégrales du champ électromagnétique dans la zone de Rayleigh et la zone basse de résonance, c'est-à-dire principalement lorsque la longueur d'onde est très supérieure à la taille de l'objet.

Dans cette zone, la SER de la cible dépend essentiellement de son volume [SEN65]. Dès lors, la surface de la cible peut-être approximée par un maillage permettant de résoudre les équations de Maxwell par des méthodes numériques. Le maillage filaire n'étant qu'une approximation d'une surface métallique, il est nécessaire que le maillage représente correctement la cible géométriquement.

Pour effectuer cette modélisation, nous avons utilisé le logiciel NEC2D [BUR77]. Ce code permet de déterminer la réponse électromagnétique d'une structure métallique en résolvant les équations intégrales des champs à l'aide de la méthode des moments. La réponse électromagnétique des différentes structures est modélisée à l'aide des équations intégrales du champ électrique (EFIE - Electric Field Integral Equation) et des équations intégrales du champ magnétique (MFIE - Magnetic Field Integral Equation). Le logiciel NEC2D utilise particulièrement les équations du champ électrique dans le cas des structures filaires. Dans le cas des structures volumineuses comportant de larges surfaces, les équations du champ magnétique sont alors appliquées. Les sources d'excitation peuvent être soit des sources de tension, soit une onde plane à polarisation linéaire ou elliptique. Ce logiciel, principalement utilisé et développé pour l'étude des antennes, permet entre autre, de simuler le champ rétrodiffusé par une structure dès lors que cette dernière se trouve en champ lointain et en espace libre. Il est alors possible de calculer la surface équivalente radar de cette structure.

Le choix du premier avion à modéliser s'est porté sur le Boeing 747-200. Ses dimensions principales sont les suivantes :

- Longueur : 70,4 m,
- Envergure : 59,6 m,
- Hauteur : 19,3 m.

Afin de respecter les contraintes liées au maillage, environ 15 000 segments ont été employés. La figure ci-dessous représente une vue du maillage réalisé pour cet avion.

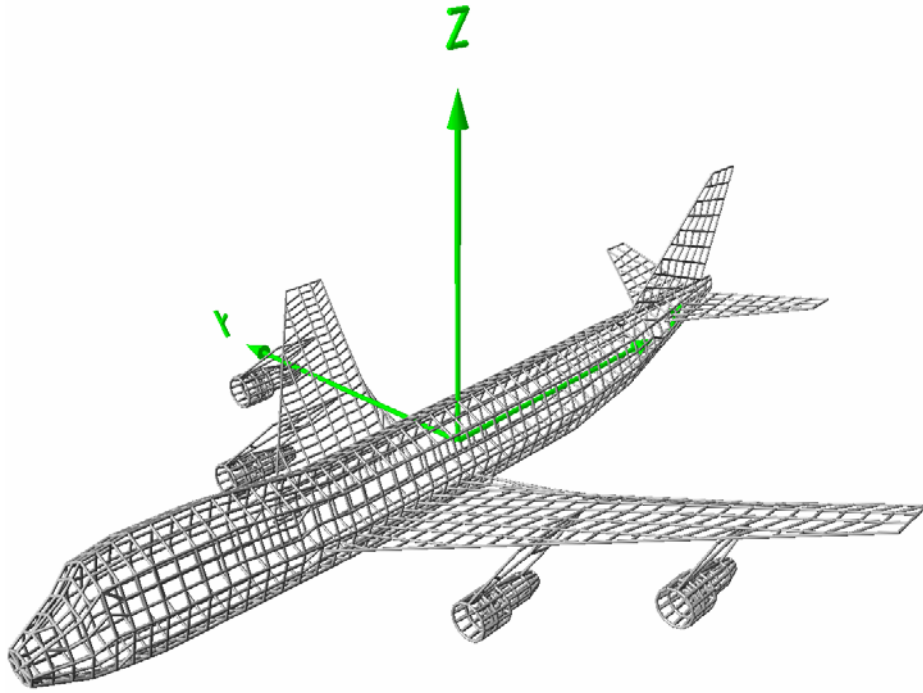
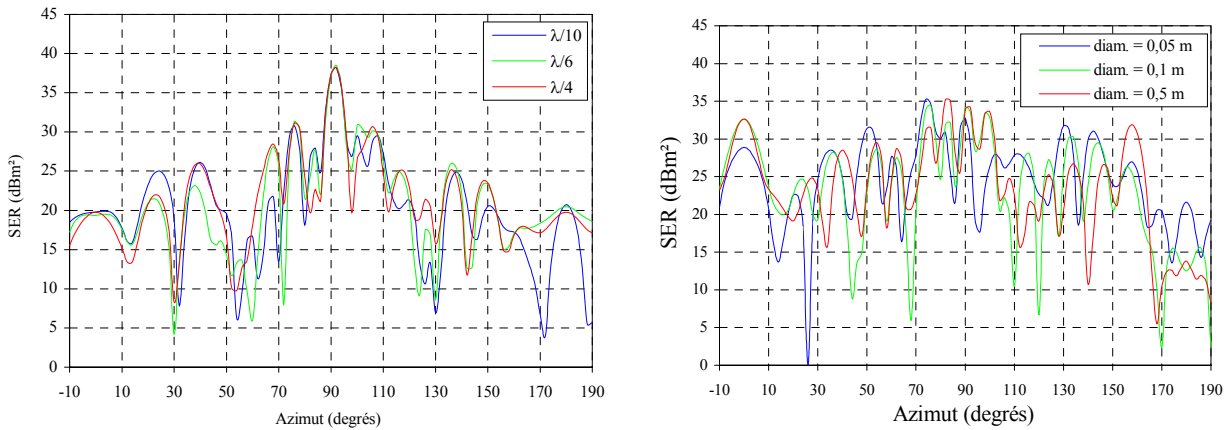


Figure 30 : Vue du maillage du Boeing 747-200, composé de 14 841 segments.

Par ailleurs, il existe dans la modélisation, des considérations électriques qui sont liées principalement à la longueur et au diamètre des fils. En effet, des fils trop épais ou trop fins peuvent apporter des modifications importantes du résultat [5][LUD87].

Sur les figures suivantes, l'influence des différents paramètres de modélisation, comme la longueur maximale des segments ou le diamètre du fil de maillage, est représentée.



A) Influence de la longueur des segments.

B) Influence du diamètre du fil de maillage.

Figure 31 : Influence des différents paramètres de modélisation sur le calcul de la SER du Boeing 747-200 –  $f = 20 \text{ MHz}$ , Polarisation HH, Angle d'élévation =  $0^\circ$ .

On peut remarquer que l'influence de la longueur maximale des segments est relativement faible, même quasiment nulle pour un azimut de  $90^\circ$ . Lorsque la longueur augmente, certains « détails » de la SER disparaissent. Aussi, une limitation des segments à  $\lambda/10$  est une bonne approximation pour la fréquence considérée.

De son côté, le diamètre du fil est un paramètre délicat à évaluer et sa détermination reste encore empirique. En règle générale, des solutions suffisamment précises (erreur < 1%) du courant calculé sur la circonférence des fils, sont obtenues pour un rapport  $L/a$  autour de 8, avec  $L$ , la longueur du segment et  $a$ , son rayon [LUD86][BUR77]. Les simulations effectuées pour des rapports  $L/a$  égaux à 30, 15 et 3, montrent des différences importantes sur le calcul de la SER en fonction du diamètre du fil. La longueur des segments n'est pas identique pour l'ensemble du maillage, des parties de l'avion comme le nez ou les réacteurs possèdent des segments de longueur plus petite. Le rapport  $L/a$  n'est donc pas constant. Il faut donc éviter de prendre des valeurs trop grandes du diamètre. Si des valeurs trop petites de ce dernier sont utilisées, la représentation de la surface par un maillage filaire sera alors moins bonne. La comparaison à des mesures a montré que la courbe avec un diamètre de 0,1 m, soit un  $L/a$  de 15, était la plus concordante [5].

Le dernier paramètre pouvant influencer sur la « qualité » du calcul de la SER est le degré de précision dans la modélisation de l'avion. En effet, tous les éléments constituant la cible contribuent à la SER globale mais leurs importances varient en fonction de la fréquence. Certains éléments s'avèrent indispensables tandis que d'autres ont une contribution parfois négligeable mais risquent d'augmenter fortement le temps de calcul. La figure suivante montre la contribution des différents éléments à la SER globale [5].

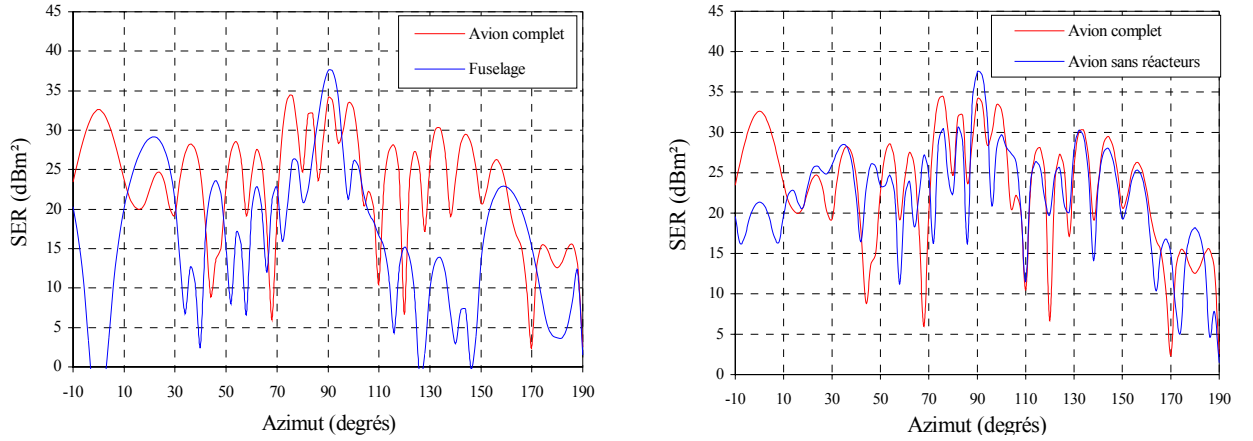


Figure 32 : Influence des différents éléments de la cible sur le calcul de la SER du Boeing 747-200 –  $f = 20 \text{ MHz}$ , polarisation HH, Angle d'élévation =  $0^\circ$ .

On observe que le fuselage apporte la contribution majeure à la SER de la cible. Pour des angles azimutaux situés autour du nez et de la queue de l'avion, la SER apportée par les ailes et les stabilisateurs modifie sensiblement la SER totale. Il en est de même pour l'empennage lorsque l'on se situe autour de  $70^\circ$ . Ceci met en évidence la nécessité d'introduire l'ensemble des éléments de l'avion pour une bonne modélisation dans cette bande de fréquence.

Une fois la structure correctement modélisée, il est possible de déterminer la SER du Boeing 747-200 quel que soit le site ou l'azimut considéré. Les simulations sont réalisées dans une configuration monostatique, c'est-à-dire que si on considère une structure excitée par une onde plane incidente à polarisation linéaire (horizontale H ou verticale V), émise d'un point A, l'observation de l'onde réfléchie se fera en ce même point.

Dans le cas d'une structure dépolarisante, on peut définir une matrice de polarisation  $S$  :

$$S = \begin{vmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{vmatrix}$$

Les termes  $S_{HH}$  et  $S_{VV}$  sont les termes dits de co-polarisation, tandis que  $S_{HV}$  et  $S_{VH}$  sont les termes dits de cross-polarisation. Pour une structure parfaitement conductrice et dans le cas d'un radar monostatique, les termes croisés sont considérés égaux [RUC70], soit :

$$S_{HV} = S_{VH}$$

La figure ci-dessous représente la SER du Boeing 747-200 en fonction du gisement pour un angle d'élévation de  $0^\circ$ . Les simulations ont été effectuées à la fréquence de 20 MHz.

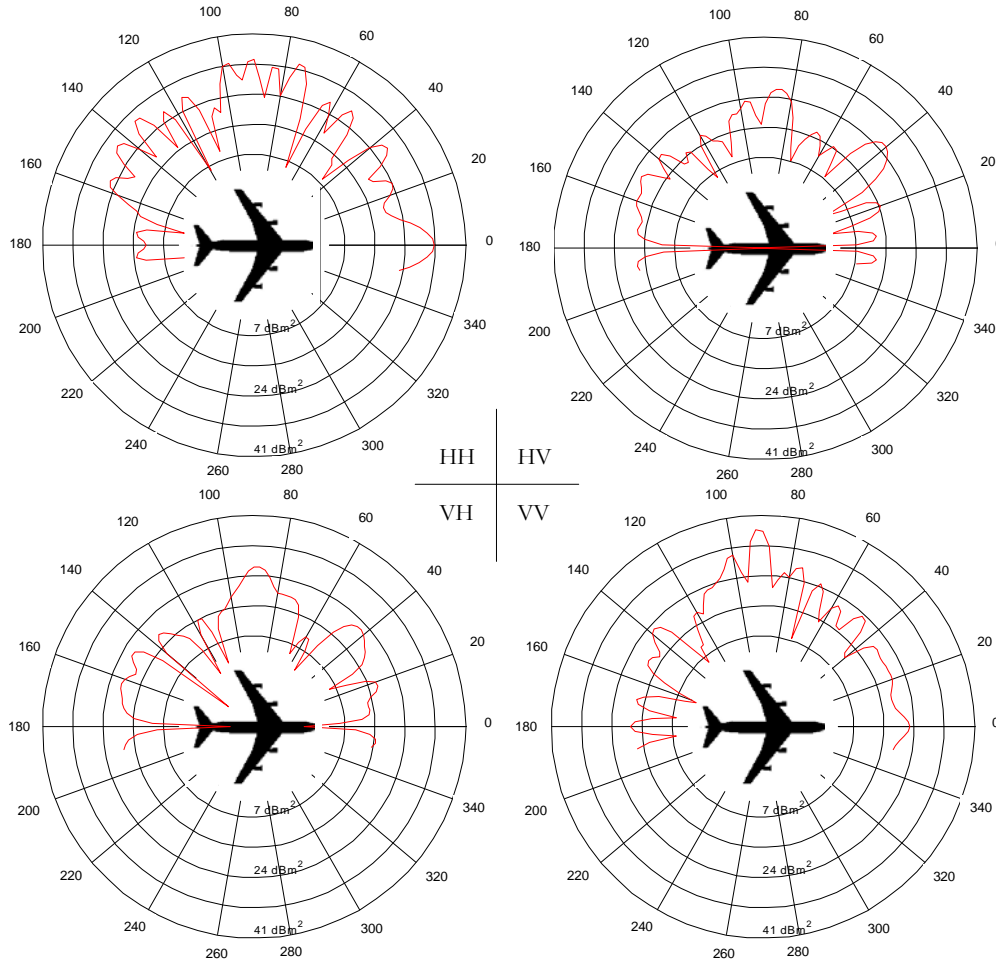


Figure 33 : SER du Boeing en fonction du gisement – Angle d'élévation =  $0^\circ$ ,  $f = 20$  MHz.

Si l'on considère ces simulations, les termes croisés présentent des variations similaires en fonction de l'azimut, mais ils ne sont pas rigoureusement identiques. Une des raisons est liée aux procédures du logiciel NEC2D et aux différentes fonctions de base utilisées. Ces dernières ne garantissent pas la réciprocité et introduisent des asymétries dans la matrice [BUR77].

Grâce à l'expérience acquise, d'autres cibles ont été développées (Airbus A320, Bae146-200, Boeing 727-200, 737-200, 737-300, 757-200 et Fokker 100) [91][92]. Ces modèles correspondent aux avions passant le plus fréquemment au-dessus de la station expérimentale de Monterfil (35) où se trouvent implantés les systèmes radars. Les figures suivantes présentent des vues de ces avions modélisés avec le maillage filaire.

Afin de constituer une base de données pour les algorithmes d'identification, les SER de ces avions ont été calculées en fonction de l'angle d'aspect (élévation, gisement), de la fréquence et de la polarisation. La constitution de cette base de données a nécessité environ 1 an de calcul et représente un volume total d'environ 41,4 Go.

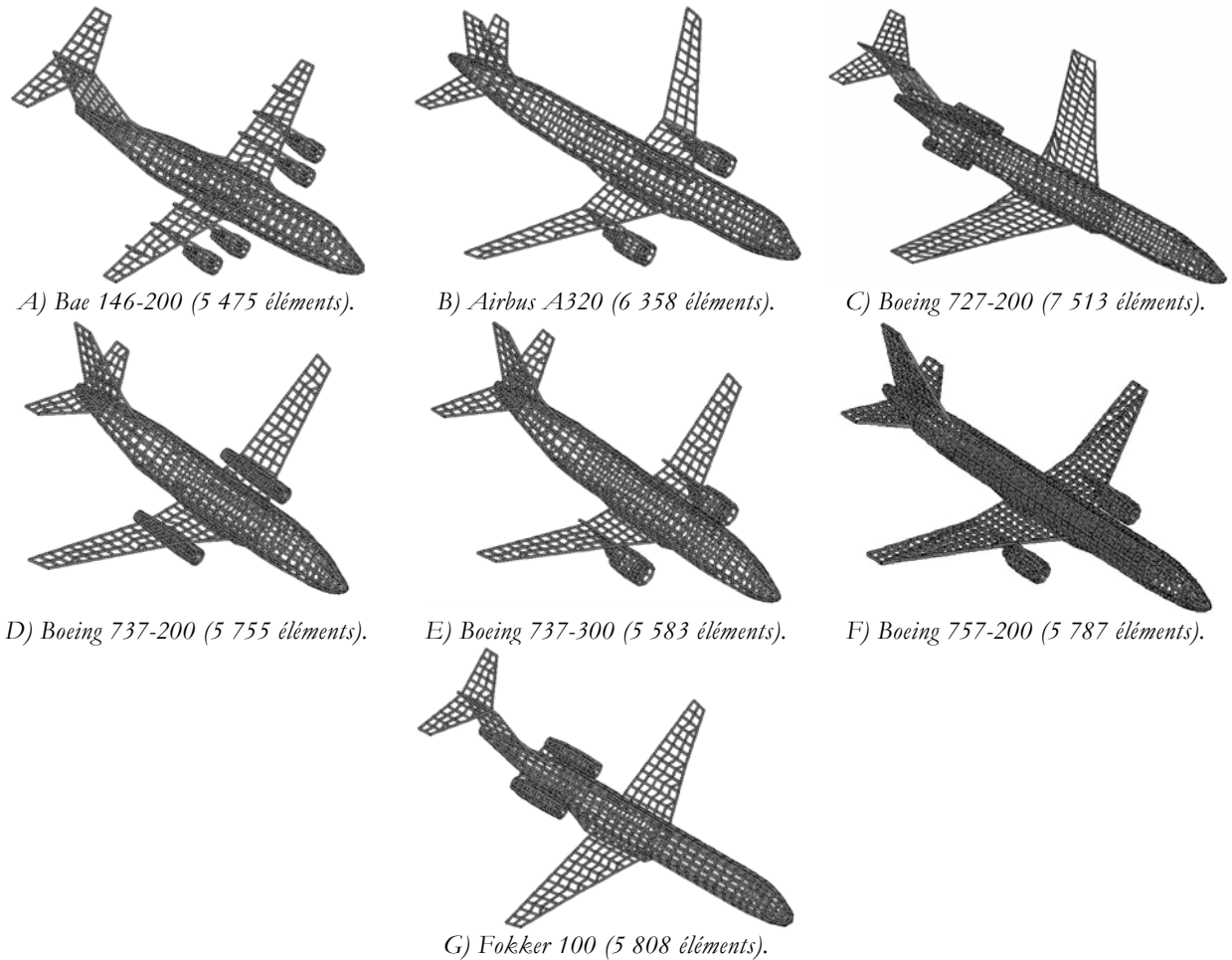


Figure 34 : Exemples d'avions modélisés par un maillage filaire.

### A.III.3 – VALIDATION EXPERIMENTALE

La définition de la structure a été, dans un premier temps, basée sur la fidélité de la modélisation par rapport à l'original. Afin d'obtenir de meilleurs résultats, ils ont été comparés avec des mesures. Cela a permis d'affiner le modèle pour qu'il représente au mieux la réalité. Dans le cadre du projet MOSAR, l'ONERA a effectué des mesures en chambre anéchoïde. Ces données ont permis, en effectuant des simulations dans les mêmes configurations, d'estimer la validité de la représentation numérique [9][28][30][94].

Les mesures réalisées par l'ONERA ont été effectuées sur une maquette de Boeing 747-200 [MAR97]. L'utilisation d'un avion à l'échelle réelle étant impossible en chambre anéchoïde, un facteur d'échelle de  $1/100^{\text{ième}}$  a été utilisé. La gamme de fréquence a donc été ramenée entre 2 et 8 GHz. La cible est entièrement métallique et considérée en vol, c'est-à-dire avec le train d'atterrissage rentré. La mesure a été faite pour deux angles d'inclinaison de la maquette,  $0^\circ$  et  $30^\circ$ . Les données fournies sont composées de quatre fichiers contenant distinctement les mesures dans la bande 2 – 4 GHz et dans la bande 4 – 8 GHz pour chaque angle d'inclinaison.

Différentes représentations peuvent être utilisées afin de comparer les mesures et les résultats de simulations. On peut citer :

- Les comparaisons azimutales,
- Les comparaisons fréquentielles.

### A.III.3.1 – Comparaisons azimutales

La comparaison azimutale permet d'évaluer la modélisation de l'ensemble de l'avion. Les figures suivantes présentent la comparaison entre les mesures de l'ONERA et les simulations issues de NEC pour les fréquences 20 MHz et 50 MHz [5].

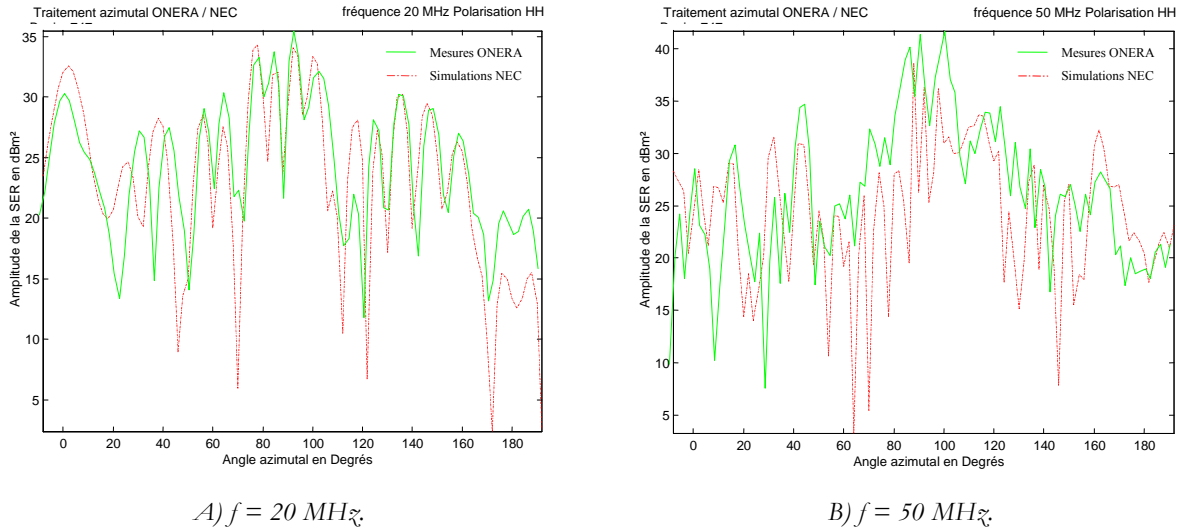


Figure 35 : Comparaison azimutale de l'amplitude de la SER – Angle de site =  $0^\circ$ , Polarisation horizontale.

Les simulations présentent une bonne concordance avec les mesures de l'ONERA. A la fréquence de 20 MHz, les courbes sont même très similaires. Les illuminations de la cible pour des angles correspondant au nez ( $0^\circ$ ) ou vers l'arrière de l'avion ( $180^\circ$ ) montrent quelques différences. Les fluctuations de la SER restent identiques, mais des différences de niveaux apparaissent. Pour ces éclaircissements, la contribution des éléments autre que le fuselage, à la SER totale de la cible devient importante. Aussi, les imprécisions de modélisation accentuent les différences entre les simulations et les mesures.

### A.III.3.2 – Comparaisons fréquentielles

Deux représentations des signatures radars peuvent être utilisées pour caractériser la réponse de la cible :

- La réponse impulsionnelle,
- L'holographie radar.

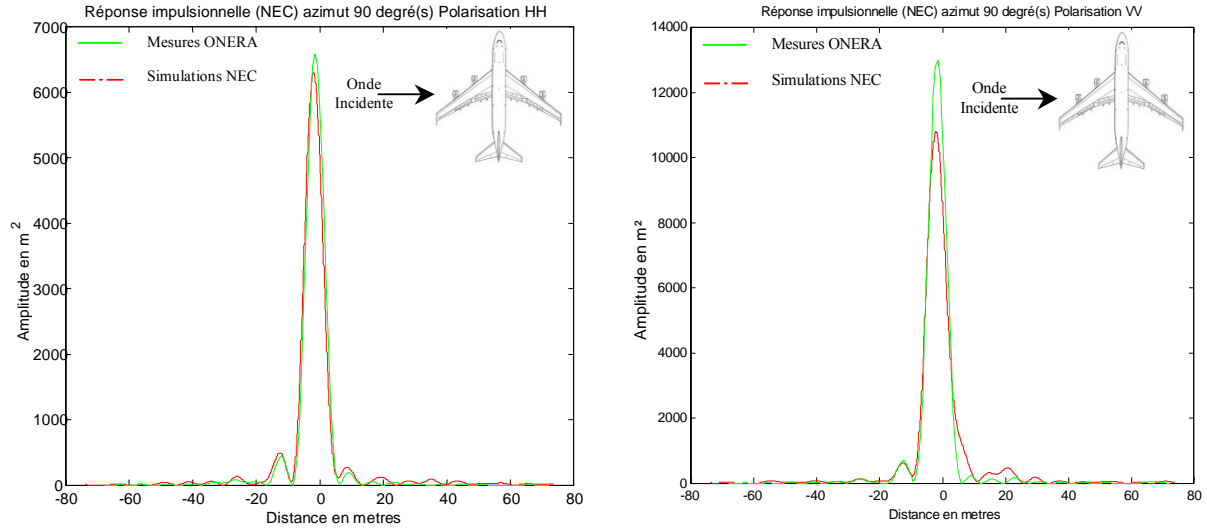
Ces représentations permettent de connaître le comportement d'une cible pour une bande de fréquence déterminée. Dans les deux cas, l'image de la cible est reliée au coefficient de rétrodiffusion par la transformée de Fourier.

#### A.III.3.2.1 – La réponse impulsionnelle

La réponse impulsionnelle (RI) de la cible est la réponse de cette dernière à une impulsion. Elle correspond à la transformée de Fourier de la réponse en fréquence pour un angle d'observation donné (la cible étant considérée comme un système linéaire). En réalité, la cible est observée sur une bande de fréquence limitée, la réponse impulsionnelle est donc la réponse de la cible sur cette bande de fréquence à un facteur  $c/2$  près, avec  $c$ , la célérité de la lumière. Pour une bande de fréquence limitée  $\Delta f$ , la réponse impulsionnelle possède une résolution en distance de  $c/2\Delta f$ .



Les bandes de fréquences utilisées par l'ONERA pour les mesures, et ramenées à l'échelle, sont respectivement 20-40 MHz et 40-60 MHz. La résolution en distance est donc de 7,5 mètres.



A) Réponses impulsionnelles en polarisation HH.

B) Réponses impulsionnelles en polarisation VV.

Figure 36 : Comparaisons des R.I. synthétisées pour un azimut de  $90^\circ$ , dans la bande de fréquence 40-60 MHz.

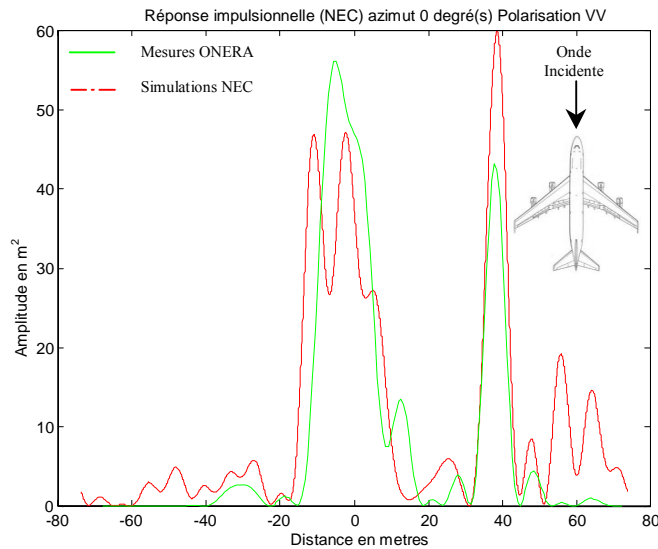


Figure 37 : Comparaisons des R.I. synthétisées pour un azimut de  $0^\circ$  dans la bande 20-40 MHz.

Dans l'ensemble, les simulations présentent une bonne concordance avec les mesures. Pour une illumination de la cible à  $90^\circ$ , un maximum apparaît autour de zéro mètre, qui correspond au fuselage de l'avion. Quelques différences d'amplitude sont observées mais les courbes simulées sont très proches des mesures. L'amplitude de la réponse impulsionnelle de la cible est relativement élevée, plusieurs milliers de mètres carrés. Pour un azimut de  $0^\circ$ , une moins bonne concordance est observée entre les simulations et les mesures. Les éléments qui interviennent dans la SER sont plus nombreux et demandent une bonne modélisation générale de l'avion. La prise en compte de l'ensemble des éléments constituant l'avion est donc nécessaire pour ces bandes de fréquence.

La figure suivante représente l'ensemble des réponses impulsionnelles dans la bande 20-40 MHz pour les simulations et les mesures [5].

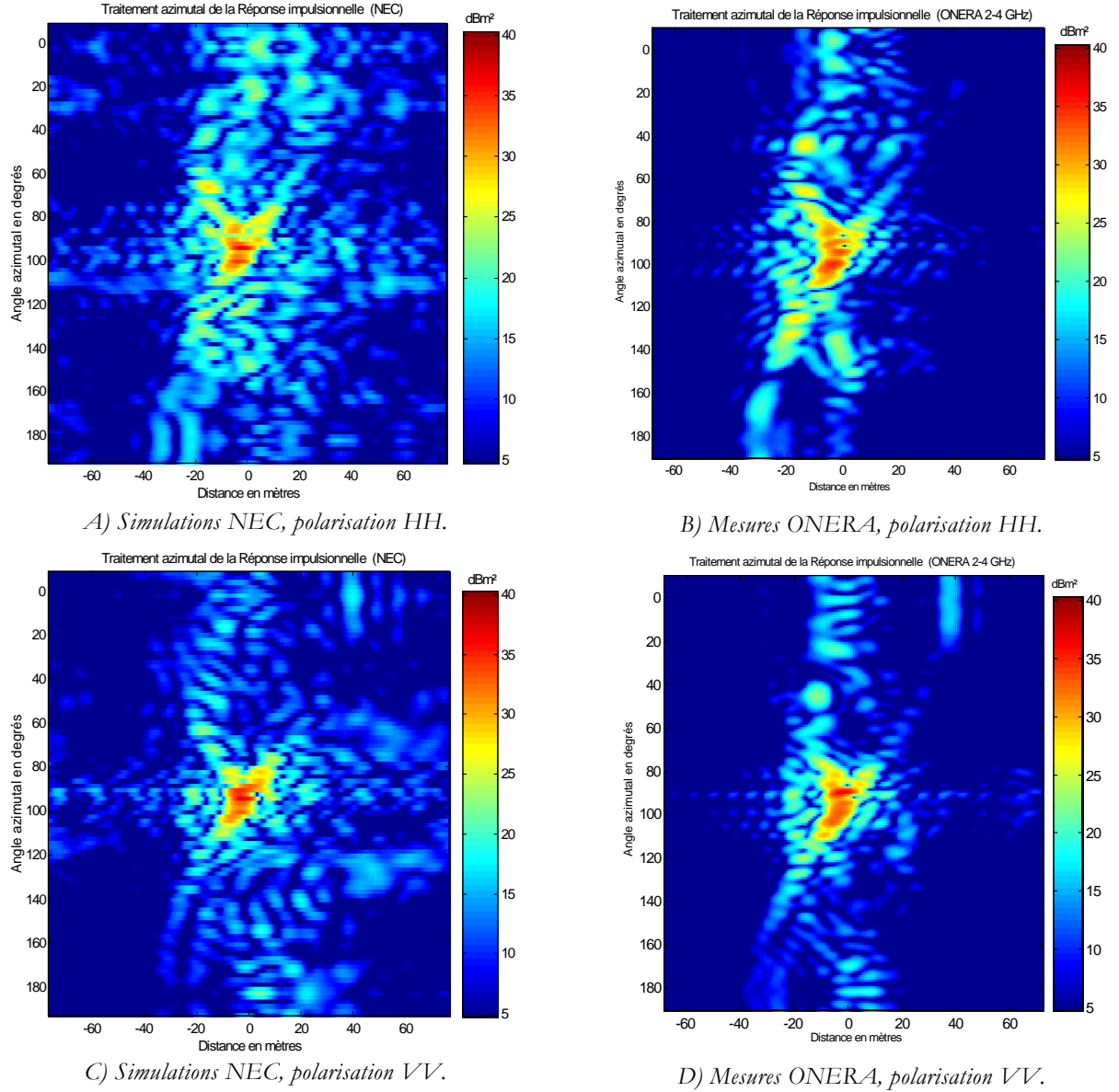


Figure 38 : Réponses impulsionnelles synthétisées en fonction de l'azimut - Bande 20-40 MHz

### A.III.3.2.2 – L'holographie radar

L'holographie radar consiste en la représentation de la réponse impulsionnelle pour un intervalle angulaire. Elle permet notamment de représenter la cible par un ensemble fini de centres de rétrodiffusion indépendants appelés « points brillants ».

Si l'on observe la cible sur un secteur angulaire et une bande de fréquence donnés, le coefficient de rétrodiffusion  $G(f, \theta)$  s'écrit de la manière suivante [LEC89][MEN91]:

$$G(f, \theta) = \sum_x \sum_y g(x, y) \cdot \exp\left(\frac{4\pi \cdot j}{c} \cdot (x \cdot f \cdot \sin \theta + y \cdot f \cdot \cos \theta)\right)$$

L'observation de la cible est monostatique et  $g(x, y)$  représente la distribution des points brillants sur la cible avec respectivement  $x$  et  $y$  les coordonnées radiale et transversale du point considéré.

En posant les variables  $X = 2f \cdot \sin(\theta)/c$  et  $Y = 2f \cdot \cos(\theta)/c$ , l'équation précédente devient :

$$G(f, \theta) = \sum_x \sum_y g(x, y) \cdot \exp(2j\pi(x \cdot X + y \cdot Y))$$

Avec  $G(f, \theta)$ , la transformée de Fourier à deux dimensions de  $g(x, y)$ .

Il est alors possible de reconstruire l'image estimée de la distribution des points brillants de la cible par la transformée de Fourier inverse à deux dimensions de  $G(f, \theta)$  :

$$\hat{g}(x, y) = \sum_f \sum_\theta G(f, \theta) \cdot \exp(-2j\pi(x \cdot X + y \cdot Y))$$

A une constante près, la transformée de Fourier à deux dimensions est appliquée sur les variables  $x$  et  $y$  et inversement sur  $X$  et  $Y$ .

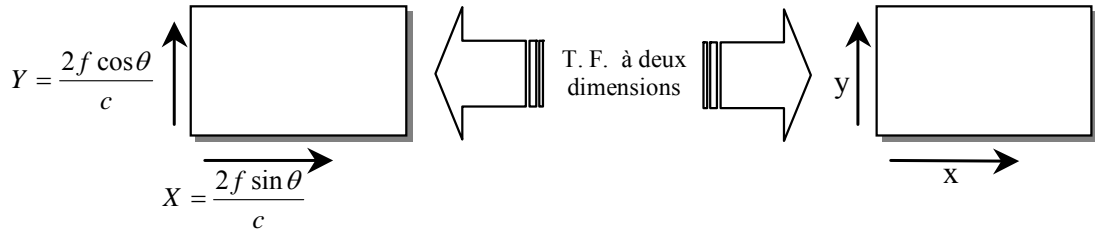


Figure 39 : Domaines de transformation de Fourier.

Si on considère un secteur angulaire suffisamment petit, on peut écrire :

$$\cos \theta \approx 1 \text{ et } \sin \theta \approx \theta$$

Si, de plus, les variations en fréquence et en angle sont considérées indépendantes, l'équation devient :

$$\hat{g}(x, y) = \sum_f \sum_\theta G(f, \theta) \cdot \exp(-\frac{4\pi \cdot j}{c} \cdot (f_0 \cdot \theta \cdot x + f \cdot y))$$

Dès lors, l'image de la distribution des points brillants correspond à la transformée de Fourier inverse à deux dimensions appliquée respectivement en fréquence et en angle sur le coefficient complexe de rétrodiffusion. L'image reconstruite suppose l'échantillonnage uniforme des variables  $X$  et  $Y$ , mais les données accessibles sont la fréquence  $f$  et l'angle  $\theta$ , et ce sont ces dernières qui sont acquises uniformément. L'image reconstituée correspond alors à une image non focalisée [MEN91][ODE94]. La résolution de l'image en  $x$  et en  $y$  est :

$$\delta x = \frac{c}{2 \cdot \Delta f} \quad \delta y = \frac{c}{2 \cdot f_0 \cdot \Delta \theta} = \frac{\lambda_0}{2 \cdot \Delta \theta}$$

Où  $\Delta f$  correspond à la largeur de bande en fréquence,  $f_0$ , la fréquence centrale et  $\Delta \theta$ , le secteur angulaire d'observation.

Afin de focaliser l'image, il faut ré-échantillonner le domaine en l'interpolant à partir des échantillons connus dans un domaine polaire comme montré à la figure suivante.

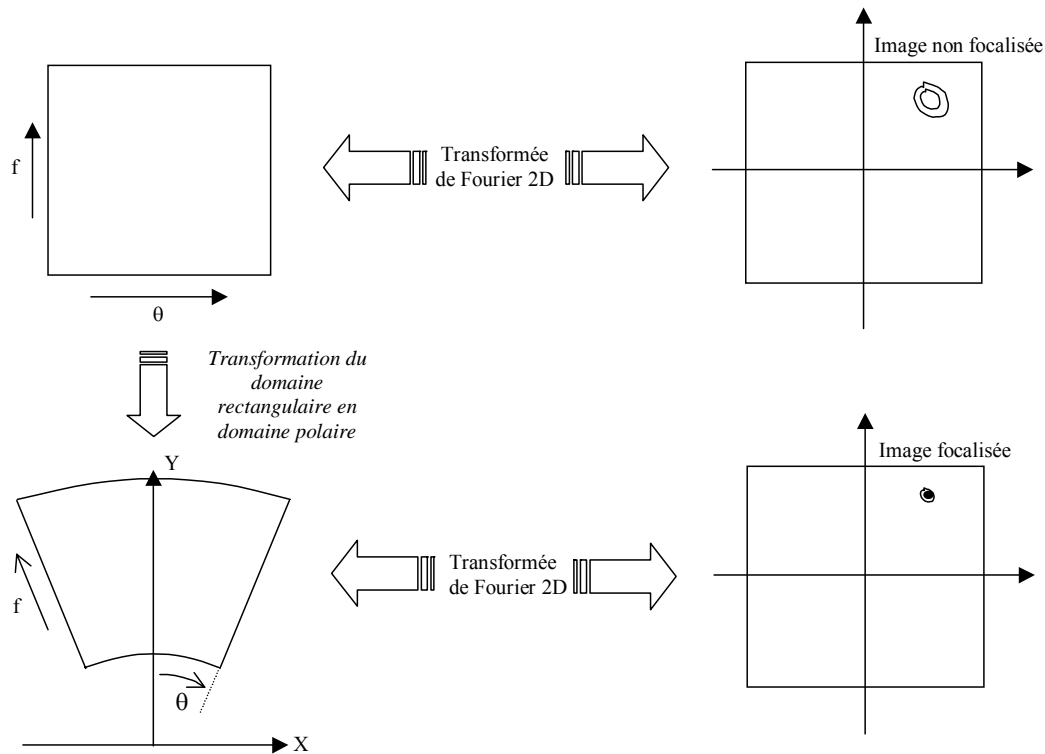


Figure 40 : Principe de focalisation de l'image.

Des images holographiques ont été construites à partir des simulations effectuées à l'aide du logiciel NEC2D et des mesures réalisées par l'ONERA [5]. La cible a été illuminée sur un secteur angulaire de  $20^\circ$  et pour les bandes de fréquences 20-40 MHz et 40-60 MHz. Les résolutions radiales et transversales sont respectivement 21,6 m et 7,5 m pour la bande 20-40 MHz, et 10,8 m et 7,5 m pour la bande 40-60 MHz. Les images estimées sont les images focalisées de la cible. Les comparaisons sont effectuées pour un site de  $0^\circ$ .

L'ensemble des simulations présente une bonne concordance avec les mesures. Cependant, quelques différences apparaissent en fonction de l'angle de visée. Lorsque la cible est éclairée à  $90^\circ$ , la SER de la cible est principalement liée au fuselage et à l'empennage. Les réacteurs et les ailes contribuent d'une manière moindre.

Pour les angles de visée  $60^\circ$  et  $0^\circ$ , les réacteurs, le nez de l'avion et les ailes sont les éléments qui participent le plus à la SER. Il est observé, dans ce cas, des disparités plus importantes entre les simulations et les mesures. Il est à noter que le niveau de SER est beaucoup plus faible pour ces angles que pour  $90^\circ$  et que les erreurs liées à la modélisation prennent de l'importance.

Une bonne concordance est aussi observée pour la bande de fréquence 40-60 MHz mais, pour cette bande, la notion de points brillants commence à être plus concrète. On observe, par ailleurs, que dans le cas d'une émission à polarisation verticale, la SER apportée par les réacteurs n'est pas visible, contrairement aux mesures. Ceci montre les limites du modèle en haute fréquence et notamment pour des fréquences supérieures à 60 MHz.

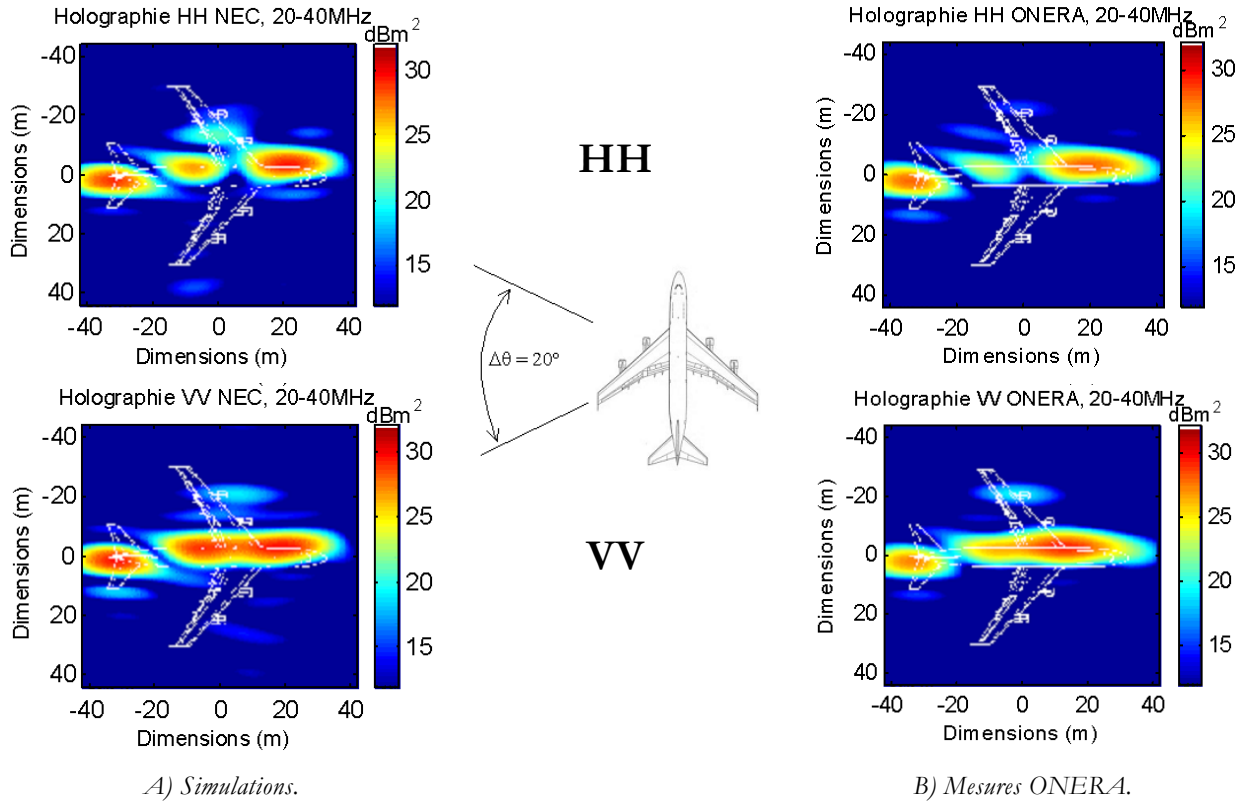


Figure 41 : Comparaisons des réponses impulsionnelles estimées par simulations et mesures dans la bande 20 – 40 MHz, éclairage autour de 90°.

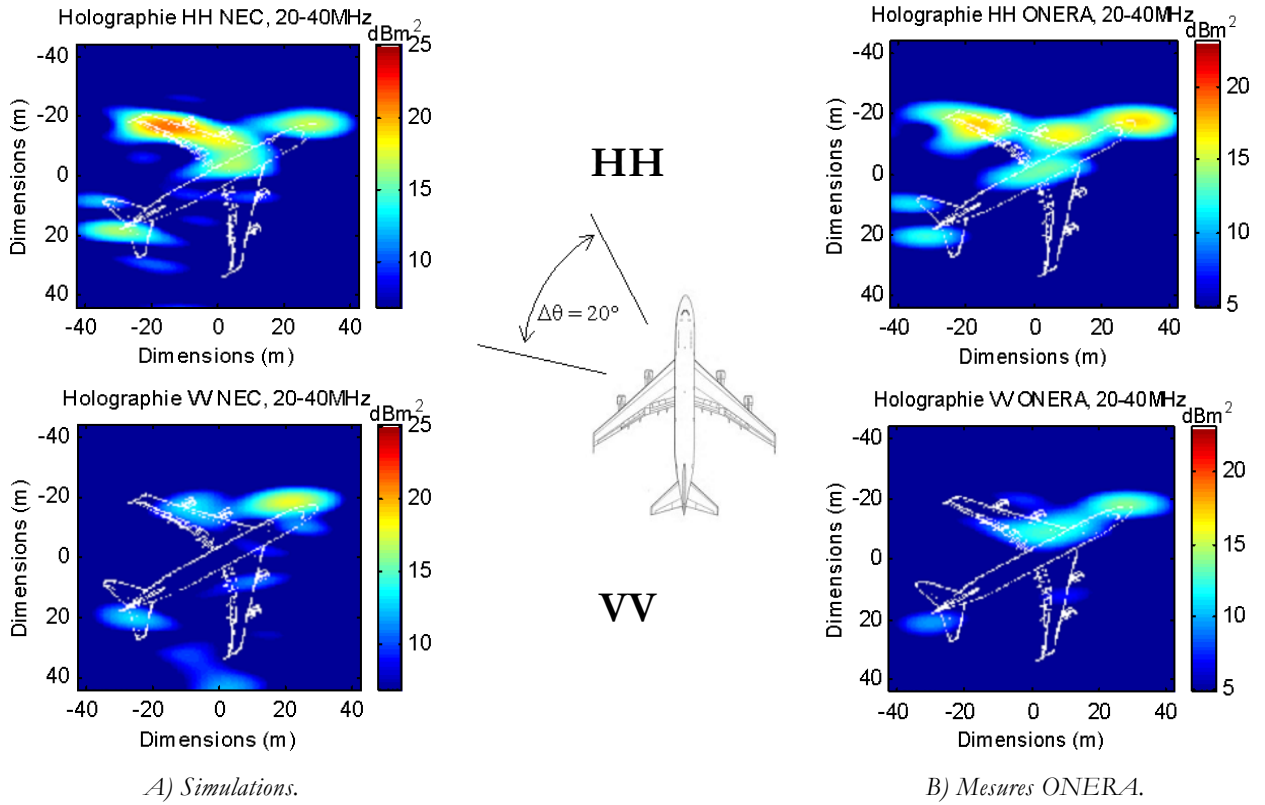


Figure 42 : Comparaisons des réponses impulsionnelles estimées par simulations et mesures dans la bande 20 – 40 MHz, éclairage autour de 60°.

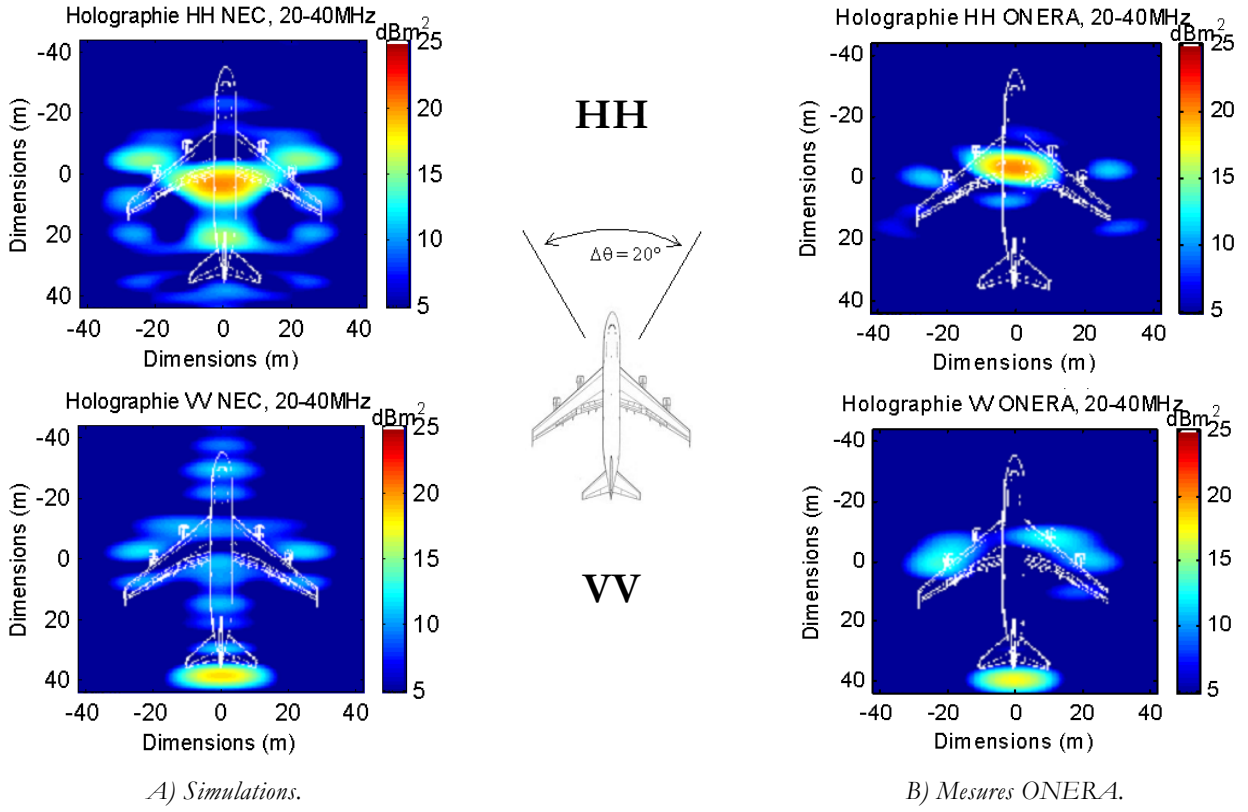


Figure 43 : Comparaisons des réponses impulsionnelles estimées par simulations et mesures dans la bande 20 – 40 MHz, éclairage autour de  $0^\circ$ .

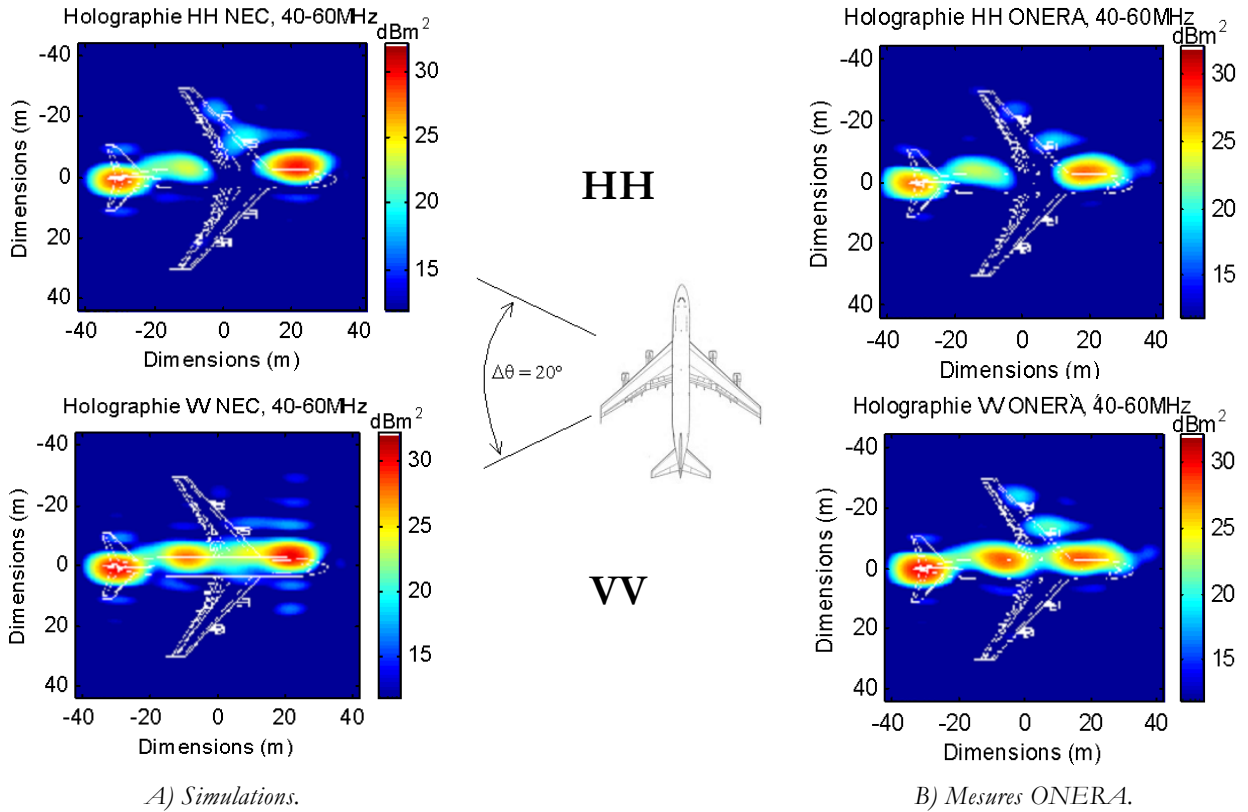


Figure 44 : Comparaisons des réponses impulsionnelles estimées par simulations et mesures dans la bande 40 – 60 MHz, éclairage autour de  $90^\circ$ .

### A.III.4 – APPLICATION A L'INTERPRETATION DES EXPERIMENTATIONS

Les résultats des campagnes de mesures réalisées avec le système MOSAR-4F, ont montré des différences importantes entre les signatures de cibles de même type, supposées suivre la même trajectoire. Ces différences peuvent être supérieures à 10 dB. Il est alors difficile, dans ce cas, d'évaluer la reproductibilité des signatures.

Dans un couloir aérien, un avion peut circuler à différentes altitudes et peut être décalé par rapport au centre du couloir. Pour mieux comprendre l'influence du déplacement de la cible sur les expérimentations, les variations de la SER ont été étudiées en fonction de l'altitude et de la trajectoire, à l'aide des modèles numériques développés [25].

Dans un premier temps, il a été supposé que les avions suivent la même trajectoire mais avec des altitudes différentes. Les trajectoires décrites par les avions sont représentées à la figure ci-dessous. L'altitude de la cible 1 est de 10,06 km et celle de la cible 2, de 11,28 km. Sur la distance considérée, les angles d'aspect par rapport au radar, changent comme indiqués aux figures suivantes. On observe que la différence d'altitude affecte uniquement l'angle de site.

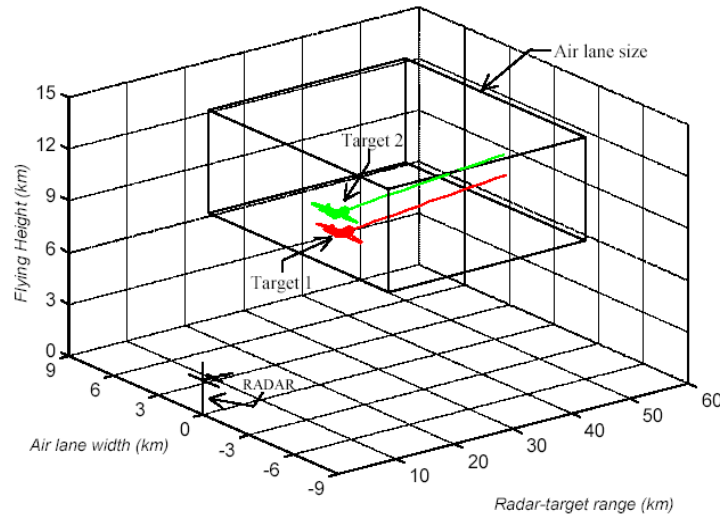
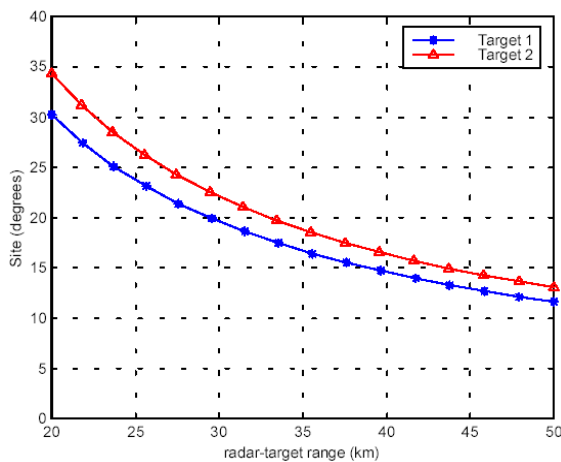
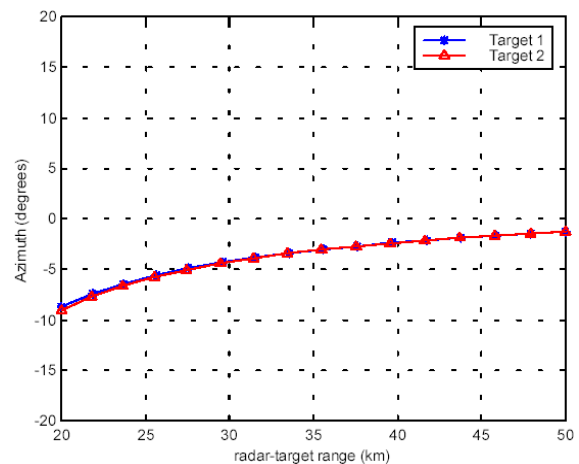


Figure 45 : Représentation des trajets suivis par deux avions se trouvant à des altitudes différentes (10,06 km et 11,28 km) mais suivant des trajectoires identiques.



A) Variation du site.



B) Variation du gisement.

Figure 46 : Variations des angles d'aspect des cibles par rapport au radar, en fonction de la distance – Cibles suivant la même trajectoire mais avec des altitudes différentes (10,06 km et 11,28 km).

Les fluctuations de la SER en polarisation verticale, en fonction de la distance radar – cible pour deux fréquences différentes et pour trois avions différents (Boeing 747-200, Boeing 737-200, Airbus A320), sont présentées ci-dessous.

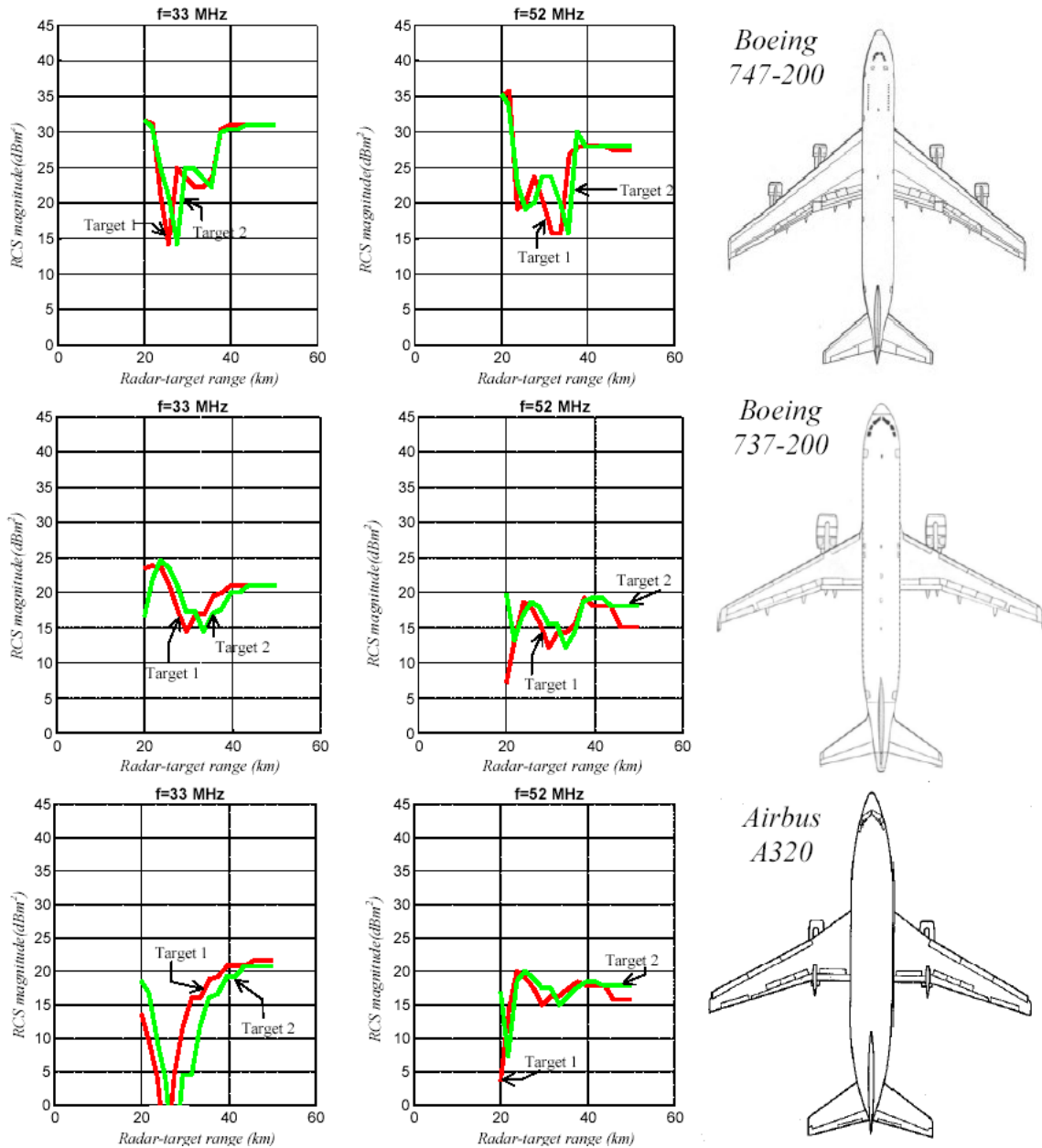


Figure 47 : Variations de la SER en fonction de la distance radar – cible, pour des avions se déplaçant suivant la même trajectoire mais à des altitudes différentes (10,06 km et 11,28 km) –  $f = 33 \text{ MHz}$  et  $52 \text{ MHz}$ .

Pour tous les avions, les profils de variation de la SER observés sont similaires mais avec un décalage en distance. Pour une distance donnée, la différence de SER peut être de l'ordre de 10 dB.

Dans un second temps, la SER a été étudiée pour des avions se trouvant à la même altitude (10,67 km) mais suivant des trajectoires différentes, comme illustrées ci-dessous. Dans ce cas, les variations de l'angle d'aspect de la cible vis-à-vis du radar sont des variations en gisement. Les paramètres de simulations sont les mêmes que précédemment.



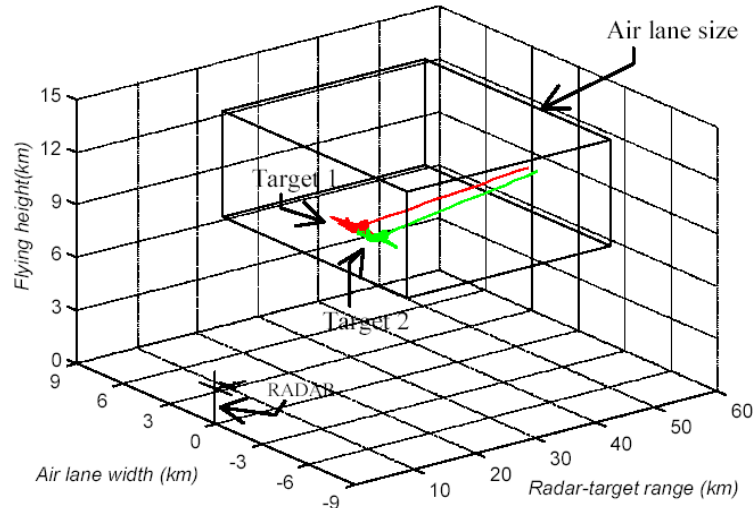
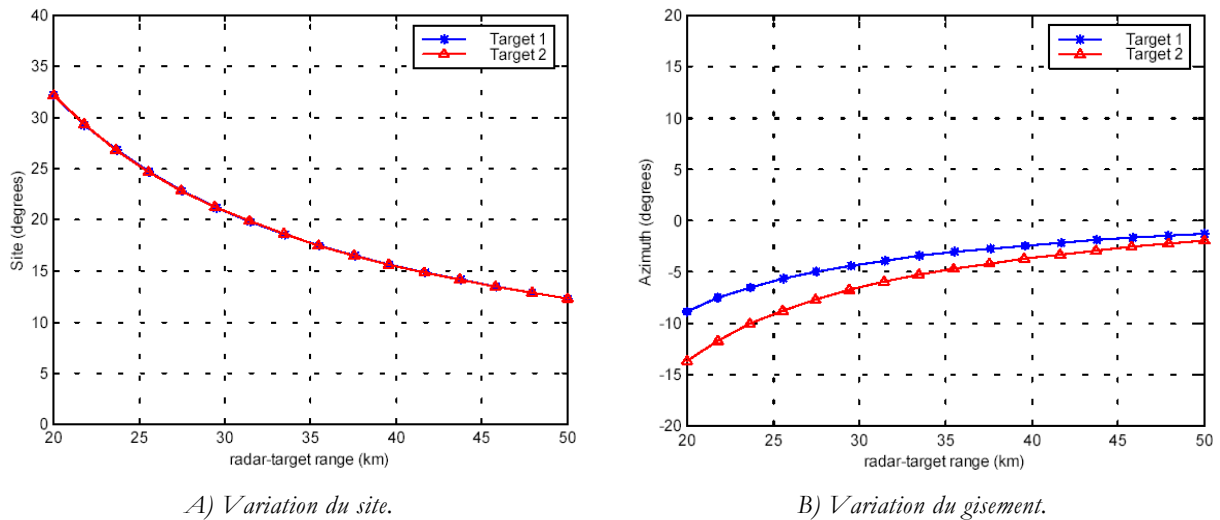


Figure 48 : Représentation des trajets suivies par deux avions se trouvant à la même altitude (10,67 km) mais suivant des trajectoires différentes.



A) Variation du site.

B) Variation du gisement.

Figure 49 : Variations des angles d'aspect des cibles par rapport au radar en fonction de la distance – Cibles se trouvant à la même altitude (10,67 km) mais suivant des trajectoires différentes.

Comme précédemment, la différence des trajets modifie les profils de SER de manière importante. Le décalage de SER peut atteindre 15 dB. Dans ce cas, on observe que les profils de variations sont distincts et qu'il devient donc difficile de les associer à une cible en particulier.

On observe que malgré l'utilisation de basses fréquences, l'angle d'aspect est un facteur important dans la variation de la SER de l'avion. Il est donc a priori nécessaire de connaître la trajectoire exacte de la cible pour procéder à son identification.

Si les méthodes d'identification utilisées sont basées sur l'étude des fluctuations de la SER, la base de données doit donc être définie avec un pas angulaire suffisamment fin pour permettre d'associer une cible mesurée à une simulée.

A contrario, une des limitations des radars basse fréquence est leur faible résolution angulaire et temporelle qui ne permet pas de déterminer avec précision l'angle d'aspect de la cible vis-à-vis du radar. Il semble donc, dans une première approche, que l'utilisation des basses fréquences soit un paramètre limitatif pour l'identification de cibles non-coopératives.

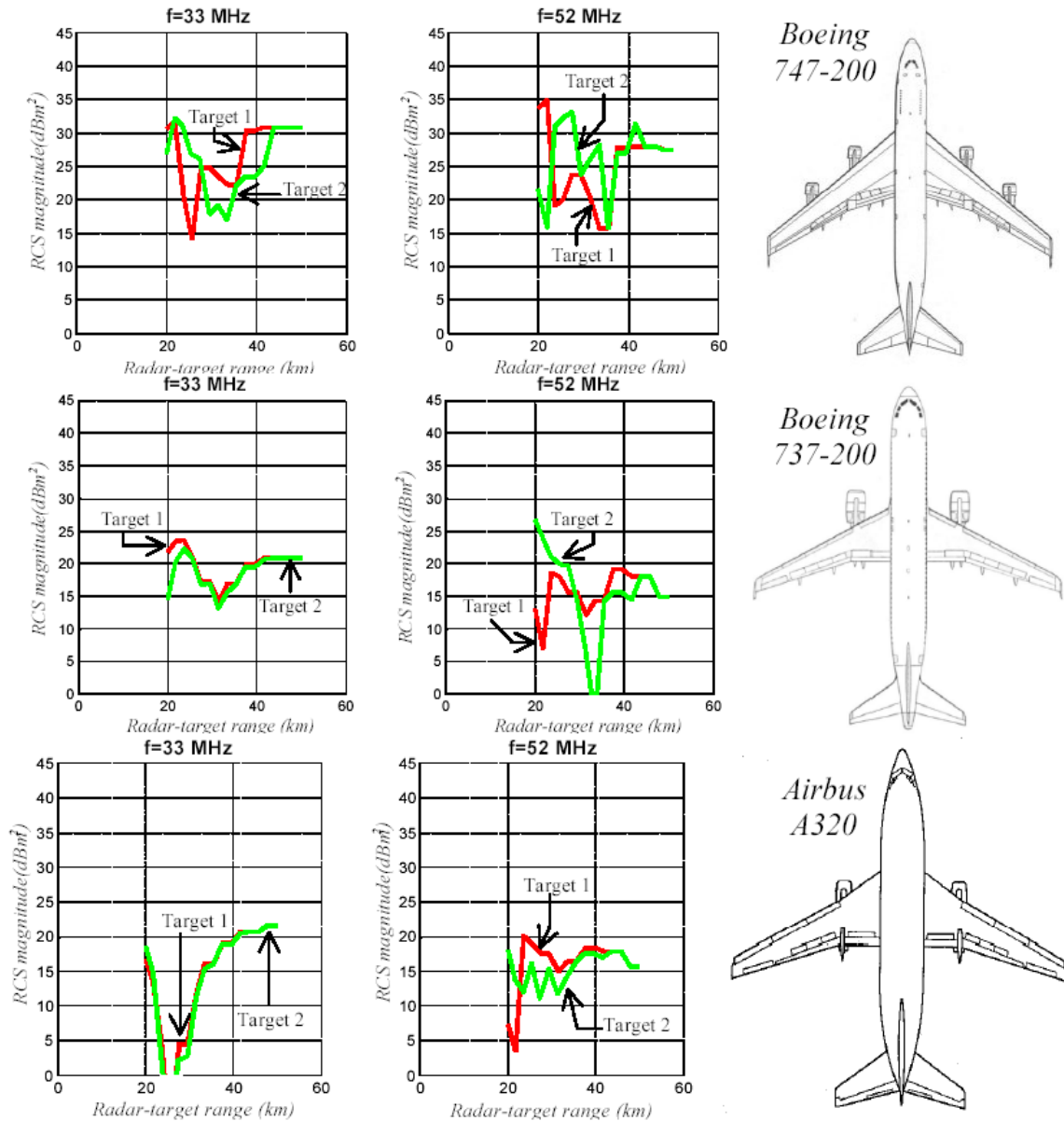


Figure 50 : Variations de la SER en fonction de la distance radar – cible, pour des avions se trouvant à la même altitude ( $d = 10,67$  km) mais se déplaçant suivant des trajectoires différentes –  $f = 33$  MHz et 52 MHz.

### A.III.5 – CONCLUSIONS PRELIMINAIRES

Les études menées ont permis de mettre en évidence la capacité de la méthode des moments et en particulier du logiciel NEC2D, à la modélisation de cibles de grande taille dans la bande HF - VHF [9][28][30].

La comparaison des résultats de simulations avec les mesures de l'ONERA, a ainsi permis de valider puis d'améliorer et de développer la méthodologie de modélisation. Cependant, certaines limitations existent. Elles concernent principalement, la bande de fréquence utilisée et le temps de calcul. Le modèle développé est une représentation correcte de la cible en dessous de 60 MHz. Au dessus, la « qualité » de la modélisation se dégrade. Mais, modéliser une cible pour des fréquences supérieures demande un nombre de segments nettement plus élevé et une définition géométrique plus fine du modèle. Ceci se traduit par un besoin plus important en mémoire RAM ainsi que par une augmentation du temps de calcul.

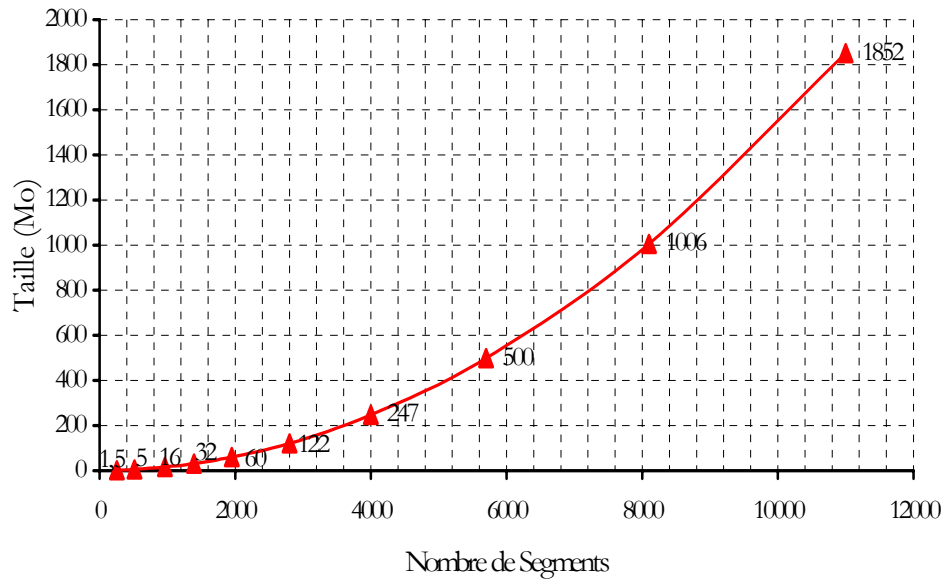


Figure 51 : Évolution de la mémoire RAM en fonction du nombre de segments (logiciel NEC).

La progression de ces paramètres en fonction du nombre de segments, s'apparente à une exponentielle et peut vite devenir rédhibitoire.

L'étude de la SER de ces avions a permis d'analyser les difficultés de reproductibilité des mesures en quantifiant l'influence de la trajectoire sur les diagrammes de SER mesurés. Les simulations réalisées montrent que, malgré l'utilisation de basses fréquences, l'angle d'aspect est un facteur important dans la variation de la SER de l'avion.

Si les critères d'identification utilisés sont basés sur l'étude des fluctuations de la SER, une importante base de données est nécessaire afin de prendre en compte toutes les situations possibles. Une solution pour résoudre la taille de cette base de données, est l'utilisation d'un radar de poursuite, fonctionnant à des fréquences supérieures, afin de mesurer la trajectoire et l'altitude des cibles, mais cette solution est en contradiction avec « l'esprit » de l'utilisation des basses fréquences, qui est la lutte contre la furtivité.

## CHAPITRE A.IV : CLASSIFICATION ET IDENTIFICATION DE CIBLES

---

### A.IV.1 – INTRODUCTION

La reconnaissance d'une cible, voire son identification, est un problème complexe. A l'heure actuelle, la puissance des calculateurs permet d'envisager de reconnaître une cible, c'est-à-dire de comparer ses caractéristiques à une base de données et, selon certains critères, de l'identifier. Pour cela, il est nécessaire de définir une signature de la cible sur laquelle va être basée la reconnaissance. Celle-ci dépend, entre autres, du type de signal émis (signaux multifréquences, signaux large bande, etc...). Si l'on considère le cas de signaux multifréquences et multipolarisations, plusieurs caractéristiques peuvent être extraites :

- La réponse impulsionnelle de la cible, obtenue par transformée de Fourier discrète (un minimum de 10 fréquences est souvent nécessaire),
- Les résonances naturelles de la cible,
- Les caractéristiques polarimétriques des échos multifréquences,
- Les fluctuations de la SER en fonction des différentes fréquences.

Une fois la définition des signatures effectuée, il faut sélectionner la procédure de décision appropriée à ces dernières. Ces règles font l'objet des différentes méthodes de classification appelées classifieurs, qui permettent d'associer un vecteur de caractéristiques à un objet ou à une classe déterminée.

Un des objectifs du projet MOSAR est d'évaluer les possibilités de ces méthodes dans la classification de signaux multifréquences et large bande. De nombreuses techniques ont été introduites à travers les différents travaux publiés sur le sujet [KIE75][LYN76][CHE86][AHA90]. Dans ce chapitre, plusieurs d'entre elles sont décrites et deux des plus appropriées à l'application MOSAR sont développées. L'intérêt est d'évaluer les possibilités de ces méthodes dans la classification de signaux multifréquences.

Les travaux effectués sur ce thème ont fait l'objet de publications référencées [4][5][16][21][76][93].

## A.IV.2 – CRITERES D'IDENTIFICATION

Avant d'introduire les méthodes de classification, il est nécessaire de définir les critères utilisés pour caractériser la cible. Les caractéristiques usuelles sont souvent l'amplitude mesurée de la SER ainsi qu'un terme de phase qui lui est associé. La SER n'étant définie que par une notion de puissance, le terme de phase qui la caractérise est en fait associé au coefficient de rétrodiffusion. Pour simplifier, nous désignerons les caractéristiques des cibles par l'amplitude et la phase de la SER.

Il est possible d'obtenir à l'aide de l'équation du « radar sans pertes », l'amplitude de la SER de la cible à partir du moment où le gain des antennes, la puissance et la fréquence émises ainsi que la distance radar - cible sont connus. La détermination de la phase est plus délicate. En effet, la phase estimée à partir du signal reçu n'est pas la phase de la SER. Elle contient en plus les déphasages liés au système, à la propagation, aux erreurs de mesure, à la distance radar – cible et surtout au décalage Doppler. Ainsi, il est extrêmement difficile d'obtenir la valeur de la phase absolue de la SER. Par contre, pour des signaux multifréquences, il est possible de calculer une phase différentielle proportionnelle à la phase de la SER. Pour une fréquence donnée, la phase mesurée  $\phi$  s'exprime sous la forme :

$$\phi = 2\pi \cdot f_d \cdot t + \varphi_s + \varphi_\sigma + \frac{2\pi \cdot d}{\lambda}$$

Où  $f_d$  est la fréquence Doppler,  $\varphi_s$ , le terme de phase lié au système,  $\varphi_\sigma$ , le déphasage créé par la rétrodiffusion de l'onde sur la cible et  $d$ , la distance radar - cible.

La cible étant observée simultanément sur plusieurs fréquences et située à la même distance  $d$ , elle possède la même vitesse radiale  $V_r$ . Dans le cas de deux fréquences d'émission, le décalage Doppler s'écrit alors :

$$f_{d1} = \frac{2 \cdot V_r}{\lambda_1} \quad f_{d2} = \frac{2 \cdot V_r}{\lambda_2}$$

Si on calcule la différence  $(\lambda_1 \cdot \phi_1 - \lambda_2 \cdot \phi_2)$  on obtient :

$$\lambda_1 \cdot \phi_1 - \lambda_2 \cdot \phi_2 = \lambda_1 \cdot \varphi_{s1} + \lambda_1 \cdot \varphi_{\sigma_1} - \lambda_2 \cdot \varphi_{s2} + \lambda_2 \cdot \varphi_{\sigma_2}$$

Les termes liés à la propagation et au Doppler s'éliminent. Il reste alors seulement les termes proportionnels à la phase de la SER et aux déphasages apportés par le système, ces derniers pouvant être mesurés. Dès lors, on peut définir comme critère lié à la phase, en substitution à la phase de la SER, un terme  $\theta$  liant deux fréquences consécutives tel que :

$$\theta = \phi_1 - \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \cdot \phi_2$$

Où  $\phi_1$  correspond à la phase mesurée à la fréquence  $f_1$  et  $\phi_2$  à la phase mesurée à la fréquence  $f_2$ . Si on peut s'affranchir du déphasage apporté par le système, le terme  $\theta$  peut s'écrire :

$$\theta = \varphi_{\sigma_1} - \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \cdot \varphi_{\sigma_2}$$

On obtient donc un terme dépendant des phases de la SER sur plusieurs fréquences qui est plus facile à extraire que la phase de la SER elle-même. Il est alors intéressant d'utiliser ce terme  $\theta$  ainsi que l'amplitude de la SER pour caractériser une cible.

## A.IV.3 – METHODES DE CLASSIFICATION

### A.IV.3.1 - Introduction

La classification ou parfois la discrimination est définie comme l'attribution à chaque ensemble d'objets d'une classe, ou « catégorie », parmi plusieurs classes définies à l'avance. Un algorithme qui réalise automatiquement cette classification est appelé « classifieur ».

En effet, la reconnaissance de cibles consiste à déterminer les caractéristiques typiques d'objets, permettant leur discrimination. Plusieurs degrés peuvent être considérés, de la classification à l'identification. La classification signifie la détermination du type ou la classe de l'objet. L'identification, quant à elle, signifie la détermination de l'identité de l'objet. Elle est peut être considérée comme le degré le plus élevé de la reconnaissance. Lors des conflits militaires, cette technique est utilisée pour discriminer les appareils ennemis des appareils amis. Mais, par le passé, la classification automatique des cibles a conduit à de nombreuses erreurs. Ces classifications désastreuses qui ont causé la perte de nombreuses vies humaines, encouragent la recherche scientifique dans l'amélioration de la classification automatique de cibles aériennes.

En général, un système de classification est représenté comme sur la figure ci-dessous :

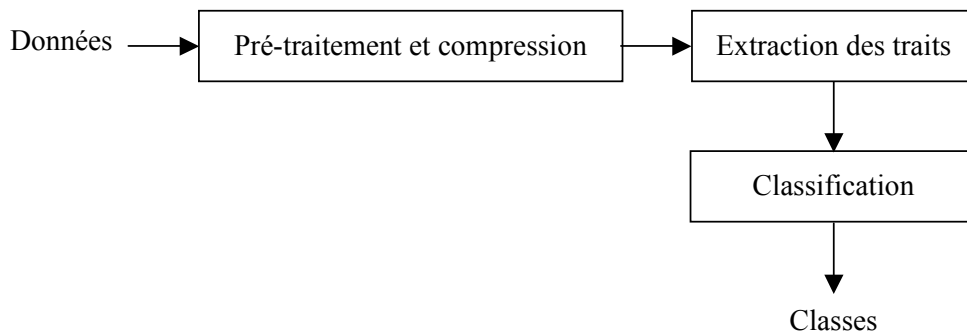


Figure 52 : Diagramme d'un système de classification.

Le processus de classification contient trois étapes essentielles :

- Pré-traitement des données : segmentation et localisation des régions d'importance dans les données,
- Extraction ou sélection des traits : extraction d'un ensemble de nombres qui caractérise les régions de données,
- Classification : apprentissage et décision.

De nombreuses techniques de classification sont disponibles, mais pour être retenues dans notre application, il faut qu'elles répondent au mieux aux signatures définies précédemment et au nombre d'avions dans la base de données. Trois méthodes ont été sélectionnées :

- Le plus proche voisin,
- Les réseaux de neurones supervisés tels que le perceptron multicouches,
- Les réseaux de neurones non-supervisés tels que les cartes auto-organisatrices de Kohonen.

### A.IV.3.2 – Critère du plus proche voisin

Le critère du plus proche voisin fonctionne sur la détermination de la distance euclidienne entre les paramètres mesurés tels que l'amplitude et la phase d'une cible inconnue, et les mêmes paramètres issus de la base de données [COV67].

La règle du plus proche voisin est définie de la manière suivante : elle assigne à un vecteur  $\vec{X}$  donné, la classe  $C$  qui comprend ses plus proches voisins. On considère des échantillons de référence pour plusieurs classes  $k$ , soient  $[a_i^k]$  ces échantillons. Un échantillon  $\bar{y}$  sera alors apparenté à la classe  $C^n$  si :

$$d(\bar{y}, a^n) = \min \| \bar{y} - a_i^k \|$$

Avec  $k = 1 \dots N_k$ , et  $N_k$ , la taille de l'échantillon pour la classe  $k$ .

Pour  $n$  fréquences émises simultanément, la cible peut être représentée par les critères discriminants  $A_i$  et  $\theta_i$ , où  $A_i$  correspond à l'amplitude de la SER de la cible mesurée à la fréquence  $i$  et  $\theta_i$  est le terme de phase différentielle défini précédemment. Aussi, le vecteur  $X$  caractérisant une cible donnée s'écrit :

$$X = (A_1, A_2, \dots, A_n, \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{n-1})$$

Avec  $n$ , le nombre de fréquences.

Dans ce cas, la distance euclidienne séparant deux vecteurs  $X$  et  $Y$  s'écrit :

$$d_{X,Y} = \sqrt{\sum_{i=1}^n |A_i^X - A_i^Y|^2 + \sum_{i=1}^{n-1} |\theta_i^X - \theta_i^Y|^2}$$

Si on utilise ces paramètres pour classer une cible quelconque, la procédure de décision est la suivante : considérons  $A_M(f_i)$  et  $\phi_M(f_i)$ , l'amplitude et la phase mesurées sur une cible  $M$  inconnue, pour  $i$  variant de 1 à  $n$ . On peut définir, un vecteur  $X_M$  caractérisant cette cible. Supposons maintenant une base de données constituée de  $L$  classes avec  $K$  vecteurs représentatifs de chaque classe. Soient  $X_{rs}$  ces vecteurs où  $r$  correspond à la  $r^{\text{ième}}$  classe et  $s$  correspond au  $s^{\text{ième}}$  vecteur de la  $r^{\text{ième}}$  classe. Pour connaître la classe à laquelle est associé le vecteur  $X_M$ , la distance séparant le vecteur  $X_M$  de chacun des vecteurs de la base de données est calculée, par :

$$d_{M,rs} = \sqrt{\sum_{i=1}^n |A_i^M - A_i^{r,s}|^2 + \sum_{i=1}^{n-1} |\theta_i^M - \theta_i^{r,s}|^2}$$

Avec  $r = 1 \dots L$  et  $s = 1 \dots K$

Dès lors le vecteur  $X_M$  sera associé à la classe  $r$  si un vecteur  $s$  appartenant à cette classe est tel que :

$$d_{M,rs} = \min(d_{M,pq})$$

Avec  $p = 1 \dots L$  et  $q = 1 \dots K$

### A.IV.3.3 – Réseaux de neurones

#### A.IV.3.3.1 – Introduction

Le principe d'un réseau de neurones est basé sur le mécanisme biologique. Un réseau de neurones artificiels comporte un certain nombre de neurones connectés entre eux. Chaque neurone possède plusieurs entrées mais une seule sortie. Chaque entrée est pondérée.

La sortie changera d'état à partir du moment où la somme de ses entrées dépassera un certain seuil. Plusieurs types de réseaux peuvent ainsi être conçus simplement en modifiant les règles de connexion des neurones. Le fonctionnement de ce réseau passe par une phase d'apprentissage qui permet de déterminer les pondérations à appliquer aux entrées des neurones.

Cette phase peut être divisée en deux catégories :

- L'apprentissage supervisé, tel que le perceptron multicouches, dans lequel on impose une entrée fixe en cherchant une sortie connue. On vient présenter aux neurones, par exemple dans le cas de classification d'avions, des représentations des cibles à reconnaître tout en forçant la sortie aux cibles auxquelles elles sont associées,
- L'apprentissage non supervisé, tel que les cartes auto-organisatrices de Kohonen, dans lequel le réseau adapte seul sa sortie en fonction de ses entrées. Le réseau est dans ce cas supposé découvrir les caractéristiques prépondérantes des données d'entrées afin de définir des classes.

#### A.IV.3.3.2 – Réseau de neurones supervisé : Perceptron multicouches

Dans ce cas, les classes possibles sont connues et un ensemble d'objets déjà classés, servant d'ensemble d'apprentissage, est disponible. Le but est alors d'associer à tout nouvel objet la classe la plus adaptée, en se servant des exemples déjà étiquetés [AHA89][AHA90].

Le fonctionnement de ce réseau passe par une phase d'apprentissage supervisé qui permet de déterminer les pondérations à appliquer aux entrées de neurones. Dans ce cas, on impose une entrée fixe en cherchant une sortie connue (ou désirée). Autrement dit, des représentations de cibles à reconnaître sont présentées aux neurones, tout en forçant la sortie à laquelle elles sont associées.

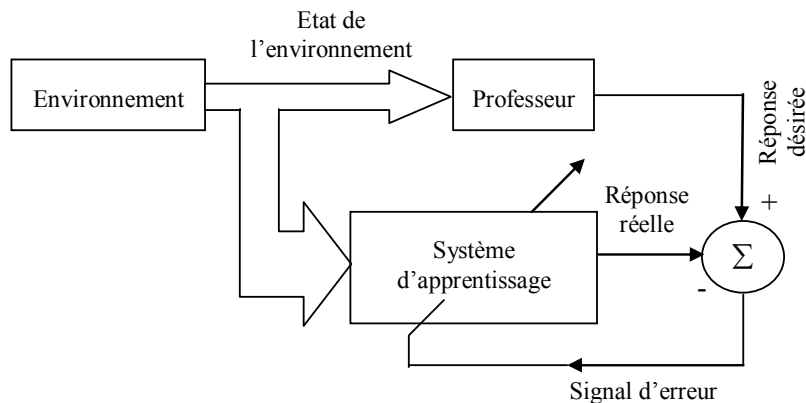


Figure 53 : Diagramme d'un apprentissage supervisé [CHR01].

Ce type de réseaux est appelé « perceptron multicouches ». C'est un réseau constitué d'une couche d'entrée, d'une couche de sortie et d'une ou plusieurs couches cachées. Le nombre de neurones d'entrée est lié aux paramètres caractéristiques mesurés, tandis que le nombre de neurones de sortie est lié au nombre de classes.



Pour les couches cachées, il n'existe pas de règle régissant leur nombre et le nombre de neurones de chacune. Le choix est heuristique et est établi en fonction de l'utilisation. Le but est d'obtenir un réseau le plus simple possible afin de limiter le temps de calcul, mais suffisamment élaboré pour répondre aux critères de discrimination.

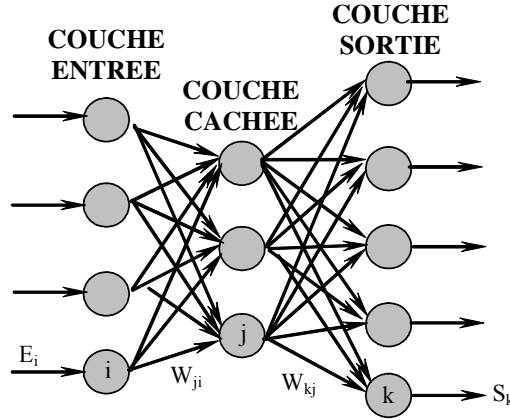


Figure 54 : Exemple de réseau de neurones perceptron multicouches.

L'utilisation d'un tel réseau pour la classification impose le nombre de neurones pour la couche d'entrée. En effet, cette couche correspond au vecteur de mesure qui est la signature de la cible. La cible est décrite à l'aide du vecteur  $\vec{X}$  constitué des données amplitude et phase ( $A_i$  et  $\theta_i$ ) à  $n$  fréquences sous la forme suivante :

$$\vec{X} = (A_1, A_2, \dots, A_n, \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{n-1})$$

La couche d'entrée aura alors un nombre de neurones équivalent au nombre de composantes du vecteur. En ce qui concerne la couche de sortie, le nombre de neurones correspond au nombre de classes estimées.

Pour gérer les neurones, des fonctions appelées fonctions d'activation permettent de définir l'état de leur sortie en fonction de leurs entrées. En effet, chaque neurone est relié à tous les neurones de la couche précédente et chacune des connexions est affectée d'un poids  $W$  pondérant la sortie du neurone précédent. La somme des entrées est alors introduite dans une fonction d'activation qui décide de l'état de sortie du neurone. Plusieurs fonctions existent et dépendent du type d'état en sortie du neurone. La seule condition que doit satisfaire la fonction d'activation est la différentiabilité de la sortie. L'état classique est l'état binaire, mais ce dernier peut être discret ou continu. La fonction d'activation la plus utilisée est la sigmoïde d'équation [HAY99] :

$$f(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}}$$

La fonction d'entrée correspond à la somme des entrées pondérées. Cette fonction s'écrit :

$$E_j = \sum_{i=1}^n W_{ji} \cdot x_i$$

Où  $W_{ji}$  représente le poids de la connexion,  $x_i$ , l'activation du neurone  $i$  de la couche précédente,  $E_j$ , la fonction d'entrée du neurone  $j$ , et  $n$ , le nombre de neurones de la couche précédente.

L'activation du neurone est alors déterminée par  $x_j = f(E_j)$ . Il est à noter que les neurones d'entrée n'effectuent aucun calcul. Ils ne servent qu'à lire les vecteurs d'entrée.

Par défaut, les poids des connexions ne sont pas adaptés au fonctionnement correct du réseau. Il est donc nécessaire d'effectuer un apprentissage pour définir les différentes pondérations. Le réseau étant supervisé, on amène à son entrée des données. La sortie désirée étant connue, on compare celle-ci à la sortie obtenue et l'on modifie les poids afin de minimiser l'erreur commise. Ces opérations sont effectuées jusqu'à ce que l'on obtienne l'erreur de sortie désirée. Dans le cas du réseau perceptron multicouches, l'algorithme de rétro-propagation du gradient est le plus utilisé pour effectuer la phase d'apprentissage.

La rétro-propagation du gradient [DAV89][RIE94] est une procédure qui minimise la moyenne de l'erreur quadratique entre la sortie simulée et la sortie attendue pour toutes les signatures. Si l'on considère un ensemble de signatures de cible  $P$  par exemple. Une fois le réseau entraîné, c'est-à-dire les poids définis, si un vecteur  $x^p$  est présenté en entrée du réseau, la sortie  $t^p$  qu'il génère doit être égale à la sortie  $s^p$  attendue. Dans ce cas, l'erreur quadratique s'écrit :

$$E = \frac{1}{2P} \sum_{p \in P} \sum_n (t_n^p - s_n^p)^2$$

Où  $n$  correspond au nombre de neurones de la couche de sortie.

Si on considère un neurone quelconque  $k$ , le changement de poids sur la connexion avec un neurone  $j$  sera :

$$\Delta W_{kj} = -\eta \times \frac{\partial E_p}{\partial W_{kj}} \quad \text{Avec} \quad E_p = \frac{1}{2} \sum (s_k - S_k)^2$$

Où  $S_k$  correspond à la sortie du neurone  $k$  du réseau montré à la figure précédente.

Dés lors, la correction consiste à déterminer les poids associés aux connexions en effectuant une phase d'apprentissage du réseau. Ce processus de correction peut s'exprimer selon :

- Le cas d'un neurone de la couche de sortie :

$$\Delta W_{kj} = -\eta \times S_j \times (s_k - S_k) \times S_k \times (1 - S_k)$$

- Le cas d'un neurone d'une couche cachée :

$$\Delta W_{kj} = -\eta \times S_j \times S_i \times (1 - S_i) \times \sum_{k \in succ(i)} (s_k - S_k) \times S_k \times (1 - S_k) \times W_{ki}$$

Où  $succ(i)$  correspond aux neurones connectés au neurone  $i$ , et  $\eta$ , au taux d'apprentissage.

Cet algorithme permet de corriger les poids de manière itérative, ainsi quels que soient les neurones  $j$  et  $k$ , le poids à l'instant  $t+1$  est égal à :

$$W_{kj}(t+1) = W_{kj}(t) + \Delta W_{kj}(t)$$

Ces poids peuvent être corrigés de deux manières. La première consiste en une correction sur les poids effectuée à chaque introduction d'une donnée d'apprentissage dans le réseau. Cette méthode, connue sous le nom d'apprentissage stochastique, est intéressante pour des motifs importants, c'est-à-dire possédant des informations redondantes [RIE94]. L'autre méthode consiste en une correction effectuée une fois que toutes les données d'apprentissage sont passées dans le réseau. Dans ce cas, la correction est la somme des corrections individuelles à chaque signature. Cette méthode est appelée apprentissage par époque [HAY99].

Un des problèmes de l'algorithme de rétro-propagation du gradient est lié à l'influence de la fonction dérivée sur le pas de correction des poids. En effet, si la fonction d'erreur possède une croissance ou décroissance assez faible, la fonction dérivée sera alors faible et dans ce cas, le pas de correction sera lui aussi petit. Une idée a été d'introduire un terme d'accélération  $\alpha$  qui tient compte de la correction précédente du poids [RIE93]. Si on considère un instant  $t$ , la correction du poids sera :

$$\Delta W_{kj}(t) = \Delta W_{kj}(t) + \alpha \cdot \Delta W_{kj}(t-1) \quad \forall k, j$$

Cette technique, qui peut poser des problèmes du point de la stabilité et de la rapidité de l'algorithme, permet de prendre en compte la correction de poids précédente. La plupart du temps, lorsque l'on utilise le terme d'accélération  $\alpha$ , il est nécessaire de diminuer le taux d'apprentissage afin d'éviter que l'apprentissage ne devienne instable. En effet, un paramètre assez difficile à définir est le taux d'apprentissage  $\eta$ . Un taux d'apprentissage trop lent résulte en un temps de convergence élevé, tandis qu'un taux d'apprentissage trop rapide risque de faire osciller la fonction d'erreur sans jamais converger vers une valeur. Il faut donc adapter ce taux en fonction du réseau que l'on étudie.

#### A.IV.3.3.3 – Réseau de neurones non supervisé : Cartes auto-organisatrices de Kohonen

Dans les réseaux non supervisés, il n'y a pas d'algorithme externe pour surveiller le processus d'apprentissage. C'est au réseau seul de découvrir les ressemblances entre les éléments de la base de données, et les traduire par une proximité dans une carte, généralement de dimension 2, qu'il doit produire. Les réseaux à apprentissage non supervisé les plus étudiés et utilisés, sont les cartes « auto-organisatrices de Kohonen » ou encore appelées SOM (Self Organizing Map) [KOH95].

La carte de Kohonen est en général à deux dimensions. Chaque neurone de la carte est relié à un neurone de la couche d'entrée. Elle permet par apprentissage à partir de données, de partitionner l'ensemble des observations disponibles en groupements similaires appelés « agrégation » ou « clusters ». La particularité de cette carte auto-organisatrice est qu'elle rend possible la comparaison des groupements qui ont été réalisés directement à partir des données, ce qui permet d'effectuer les tâches de classification.

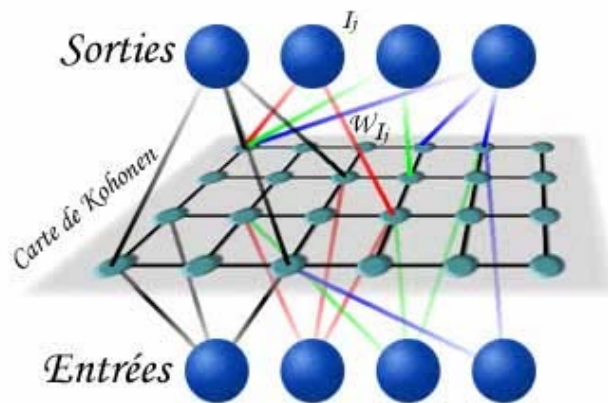


Figure 55 : Structure d'une carte auto-organisatrice de Kohonen.

Son principe est basé sur un apprentissage compétitif. Les sorties du réseau se concurrencent entre elles afin de s'activer. Le résultat à la sortie et à chaque instant est un seul neurone. Le neurone qui gagne la compétition est appelé « neurone gagnant ».

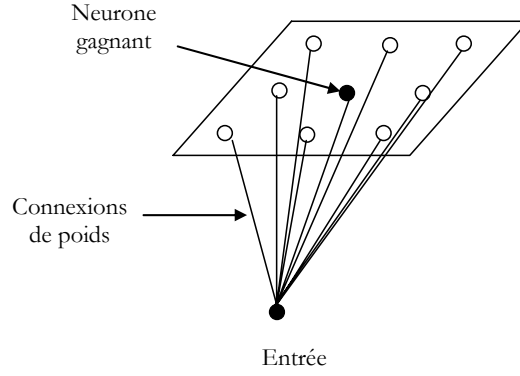


Figure 56: Modèle de Kohonen en 2 dimensions.

L'algorithme responsable de la formation de la carte auto-organisatrice procède dans un premier temps en initialisant les poids synaptiques du réseau. Ceci peut se faire en assignant des petites valeurs tirées d'un générateur de nombres aléatoires. En outre, il n'y a aucun ordre a priori imposé sur la position des neurones.

Une fois que le réseau est proprement initialisé, la formation de la carte suit trois processus essentiels résumés comme suit [HAY99] :

- La compétition :

Cette étape consiste à déterminer le neurone gagnant pour chaque entrée. Soit un vecteur d'entrée  $X$  choisi aléatoirement dans la base de données et  $W_j$ , le vecteur des poids synaptiques de chaque neurone dans le réseau :

$$X = [A_1, A_2, \dots, A_n, \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n]^T$$

$$W_j = [w_{j1}, w_{j2}, \dots, w_{jm}]^T, \quad j = 1, 2, \dots, l$$

Avec  $m = 2.n$ , la dimension de l'espace de données,  $l$ , le nombre total de neurones, et  $n$ , le nombre de fréquences.

Le but est de déterminer la position où le voisinage topologique des neurones excités doit être centrée. Autrement dit, on veut déterminer le « neurone gagnant ». On suppose  $i(x)$ , l'indice identifiant le neurone qui représente le mieux  $X$ . Cet indice est calculé en minimisant la distance euclidienne entre les deux vecteurs  $X$  et  $W_j$  selon la relation suivante :

$$i(x) = \arg \min_j \|X - W_j\|, \quad j = 1, 2, \dots, l$$

Le neurone qui satisfait cette condition est appelé le « neurone gagnant » de  $X$ .

- La coopération :

Le neurone gagnant détermine la position spatiale du voisinage topologique des neurones excités, ce qui implique une base de coopération parmi ces neurones voisins. Le voisinage typologique  $h_{j,i}$ , centré sur le neurone gagnant  $i$  et englobant un ensemble de neurones excitants  $j$ , est généralement défini par une fonction gaussienne telle que [KOH95] :

$$h_{j,i(x)}(n) = \exp\left(-\frac{d_{j,i}^2}{2\sigma^2(n)}\right) \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

Avec  $\sigma(n) = \sigma_0 \exp\left(-\frac{n}{\tau_1}\right)$ , la largeur effective de la zone,  $d_{j,i}^2 = \|r_j - r_i\|^2$ , la distance latérale entre le neurone gagnant  $i$  et le neurone excité  $j$ , et,  $r_j$  et  $r_i$ , des vecteurs représentant respectivement la position des neurones  $i$  et  $j$ .

– L'adaptation synaptique :

Dans cette dernière étape, les poids synaptiques du neurone gagnant et des neurones excités sont adaptés (corrigés). Pour que le réseau puisse s'auto-organiser, le vecteur de poids  $W_j$  doit changer en relation avec  $X$ . La correction de poids peut s'exprimer selon :

$$\Delta W_j = \eta \cdot h_{j,i(X)} \cdot (X - W_j)$$

En temps discret, l'évolution du vecteur de poids  $W_j(n)$  peut se réécrire sous la forme :

$$W_j(n+1) = W_j(n) + [\eta(n) \cdot h_{j,i(X)}(n) \cdot (X - W_j(n))]$$

Cette formule est appliquée à tous les neurones du treillis qui figurent à l'intérieur du voisinage topologique du neurone gagnant  $i$ . Le taux d'apprentissage  $\eta$  est choisi d'une manière heuristique. Il doit commencer par une valeur initiale  $\eta_0$  et décroître graduellement avec le temps  $n$ . Il peut être exprimé sous la forme d'une exponentielle :

$$\eta(n) = \eta_0 \cdot \exp\left(-\frac{n}{\tau_2}\right), \quad n = 0, 1, \dots \text{ et } \tau_2, \text{ une constante.}$$

Le taux d'apprentissage et la fonction du voisinage utilisés pour déterminer les neurones au voisinage du neurone gagnant, sont modifiés durant deux phases :

- La phase d'ordonnancement,
- La phase de convergence.

Lors de la phase d'ordonnancement, les vecteurs de poids s'auto-organisent. Cette phase peut nécessiter plus de 1000 itérations. Le choix de  $\eta$  et  $h_{j,i}$  est à prendre en considération. Le taux d'apprentissage  $\eta(n)$  doit prendre une valeur proche de 0,1, décroître graduellement, mais doit rester supérieur à 0,01. Des valeurs typiques pour l'expression de  $\eta(n)$  sont  $\eta_0 = 0,1$  et  $\tau_2 = 1000$ . La fonction du voisinage  $h_{j,i}(n)$  doit inclure initialement presque tous les neurones centrés sur le neurone gagnant et rétrécir lentement avec le temps. La valeur initiale de  $\sigma_0$  pourrait être choisie comme le diamètre du treillis. On peut donc choisir  $\tau_1 = \frac{1000}{\log \sigma_0}$ .

C'est pendant la phase convergence que la quantification statistique de l'espace de données est fournie. En général, le nombre d'itérations de cette phase est au moins 500 fois le nombre de neurones dans le réseau. Deux autres conditions sur  $\eta(n)$  et  $h_{j,i(X)}$  s'imposent. Le taux d'apprentissage  $\eta(n)$  doit être maintenu à une valeur d'ordre de 0,01 et ne doit surtout pas prendre la valeur à zéro autrement le réseau devient instable. La fonction du voisinage  $h_{j,i(X)}$  doit seulement contenir les voisins les plus proches du neurone gagnant, et elle peut se réduire à un seul ou à aucun neurone voisin.

Le résultat de l'apprentissage non supervisé permet d'affecter une observation à un sous-ensemble d'une partition, indépendamment de toute notion de classe. Pour la classification de cibles, l'objectif est d'affecter chaque sous-ensemble à l'une des  $C$  classes.

Puisque chaque sous-ensemble est associé à un neurone de la carte, le problème de classification se résume à celui de l'étiquetage de chaque neurone de la carte au moyen de l'une des  $C$  classes du problème.

Tout d'abord, il est nécessaire d'étiqueter la carte avant de la tester. Tracer (Map en anglais) une carte, c'est permettre au réseau de se rappeler des exemples de classes connues et associer ces classes aux neurones gagnants. Donc, pour chaque exemple, le neurone gagnant est trouvé, et la classe à laquelle cet exemple appartient est associée à ce neurone. L'étiquetage est généralement effectué avec les données d'apprentissage, puisque ce sont les données avec lesquelles le réseau a formé les « clusters » et les « associations ». Cette opération s'appelle le « mapping de la carte ».

Ensuite, les vecteurs bruités de la matrice test sont introduits et le neurone gagnant de chaque vecteur de données test, est déterminé. Autrement dit, il faut trouver tous les neurones les plus activés pour tous les vecteurs de la matrice test. Cette opération est le « rappel de la carte ».

Finalement, les résultats issus des deux étapes précédentes servent à produire les indices de chaque classe sur la carte. Ce processus est appelé « étiquetage de la carte ». La dernière étape à effectuer est l'évaluation de carte, qui est basé sur la quantification des classes sur la carte et la capacité de cette dernière à classer de nouveaux exemples.

Afin de bien visualiser l'effet produit par les cartes de Kohonen, un exemple obtenu après étiquetage de la carte, est présenté à la figure ci-dessous. Une matrice  $D$  est extraite de la base de données représentant des vecteurs sur deux fréquences. Chaque vecteur d'amplitude  $X = [x_1, x_2]$  représente un angle d'aspect pour quatre avions. Le nombre d'itération est de 1000. La comparaison entre ces deux graphes montre qu'à l'issue de la phase d'ordonnancement, la distribution des données s'organise en « clusters » distincts fonction du type d'avion.

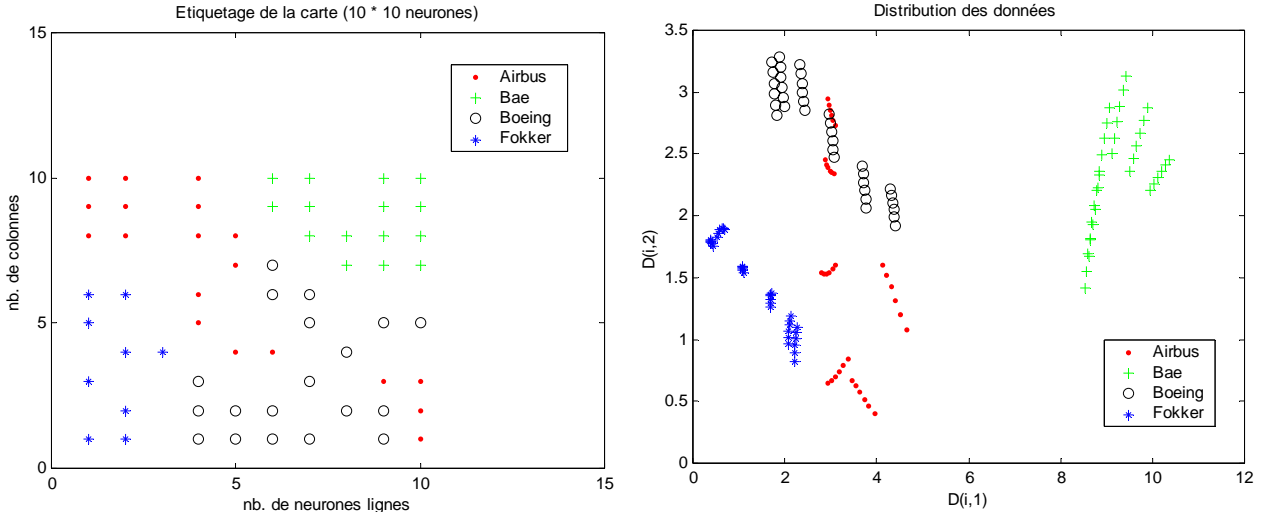


Figure 57 : Exemple d'étiquetage de la carte de Kohonen.

#### A.IV.4 – COMPRESSION DES DONNEES

Le prétraitement et la compression des données sont des éléments importants pour une meilleure classification [FAM97]. Une base de données constituée de plusieurs signatures à des angles d'observation (site et gisement) différents, nécessite un espace mémoire considérable. Pour réduire la dépendance des données aux paramètres comme les angles d'observation, les champs rétrodiffusés sont généralement convertis dans le domaine temporel par la transformée de Fourier inverse [ROT94].

Deux réponses sont alors obtenues :

- La réponse transitoire qui constitue les fréquences naturelles de la cible et est indépendante de l'angle d'aspect. Malheureusement, le manque de résolution des systèmes basses fréquences, liée à la largeur de bande et à la faible directivité des antennes, exclut l'utilisation de cette réponse,
- La réponse « permanente » ou « range profile » qui constitue une information détaillée de la cible mais qui est fortement dépendante de l'angle d'aspect. L'utilisation de cette méthode est simple et robuste mais une grande quantité d'information sur la signature de la cible est sauvegardée [LI96].

La compression de la base de données va donc permettre d'extraire les informations pertinentes, efficaces et représentatives des caractéristiques de toutes les signatures et éliminer les informations inutiles considérées comme parasites pour ainsi diminuer la quantité d'informations nécessaire pour la classification.

En utilisant la théorie de Fourier, il est très familier d'exprimer un signal par une somme de sinusoïdes. Cependant, l'inconvénient majeur de cette représentation est qu'elle possède une résolution fréquentielle et pas de résolution temporelle. Cela veut dire que même si on est capable de déterminer toutes les fréquences présentes dans un signal, on ne sait pas quand elles sont présentes. Pour résoudre ce problème, il est nécessaire d'effectuer une représentation dans le domaine temps – fréquence.

Plusieurs techniques de codage, qui sont adaptées au contenu d'information des signaux et leurs natures physiques, ont été développées. On peut citer :

- La transformée de Fourier à fenêtre glissante,
- La transformée en ondelettes.

La transformée de Fourier à fenêtre glissante [TRU98] est une transformée de Fourier rendue dépendante du temps en introduisant une fonction fenêtre localisée en temps, que l'on pourra faire glisser pour explorer le signal. L'inconvénient de cette méthode est que la résolution en temps et en fréquence est constante. En effet, l'analyse n'est pas idéale car si une résolution temporelle faible est automatiquement liée à la détection des basses fréquences, la détection des composantes hautes fréquences du signal doit être faite avec une résolution temporelle supérieure. Les deux résolutions doivent varier en sens inverse en conservant un produit constant pour un pavage énergiquement régulier de l'espace temps - fréquence. Ceci doit conduire à une utilisation rationnelle de cet espace par la réalisation dans tous les cas du meilleur compromis possible entre les deux résolutions.

L'alternative à la transformée de Fourier à fenêtre glissante est l'introduction d'une technique de fenêtrage de taille variable. Cette alternative est réalisée par la transformée en ondelettes dont la propriété fondamentale est que les résolutions temporelle  $\Delta t$  et fréquentielle  $\Delta f$  varient dans le plan temps - fréquence. Tout signal (suffisamment régulier) peut se décomposer sur des bases d'ondelettes obtenues par dilatation et translation d'une seule et même ondelette dite « ondelette mère ».

Soit une fonction  $\psi(t)$ , appelée « ondelette mère », et  $\psi(\omega)$ , sa transformée de Fourier, on appelle transformée en ondelette, la transformation intégrale qui à toute fonction  $f$  fait correspondre une fonction  $W_f(a,b)$  définie par [TRU98] :

$$W_f(a,b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt$$

$$W_f(a,b) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \psi_{a,b}(t) dt \quad \text{Avec} \quad \psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right)$$

Avec  $a$ , le facteur d'échelle ou de dilatation, et  $b$ , le paramètre de translation. A partir de l'ondelette mère, toute une famille de fonctions analysantes  $\psi_{a,b}(t)$  obtenues par dilatation ( $a$ ) et translation ( $b$ ) peut être construite. Si  $\Delta t$  et  $\Delta f$  sont les résolutions de l'ondelette mère  $\psi(t)$ , et si  $\Delta t'$  et  $\Delta f'$  sont celles de l'ondelette dilatée et translatée  $\psi_{a,b}(t)$ , il peut être démontré que [TRU98] :

$$\Delta t' = |a| \Delta t \quad \text{et} \quad \Delta f' = \frac{1}{|a|} \Delta f$$

Le « pavé » élémentaire d'analyse dans l'espace temps - fréquence est de surface constante. La résolution temporelle est proportionnelle à «  $a$  » tandis que la résolution fréquentielle est inversement proportionnelle à «  $a$  ».

Sans se préoccuper du temps de calcul, un signal peut se décomposer en ondelettes en le comparant à chaque échelle aux ondelettes de taille appropriée. Le retour à chaque étape au signal initial, est très lent. Il est plus astucieux de se servir du travail déjà fait.

Afin de calculer plus vite, le signal est analysé par « tranches de résolutions consécutives » [MAL89]. La première étape de cet algorithme, dit de « multirésolution », consiste à séparer le signal en deux composantes : une « lisse » qui donne l'allure générale du signal et une « détaillée » qui en fournit les variations rapides. L'image lisse est le signal tel que l'on le voit à la moitié de la résolution la plus fine (avec deux fois moins d'échantillons). Cette image est obtenue à l'aide d'un filtre passe-bas qui correspond à la fonction d'échelle. Les détails s'obtiennent en utilisant un filtre passe-haut. La deuxième étape consiste à répéter la procédure sur le signal avec une résolution divisée par deux. Ce signal est séparé en deux parties : un signal encore plus lissé (au quart de la résolution initiale), et de nouveaux détails deux fois plus grands que les précédents. Pour cela, on dilate d'un facteur 2, la fonction d'échelle et l'ondelette. La procédure est ensuite répétée.

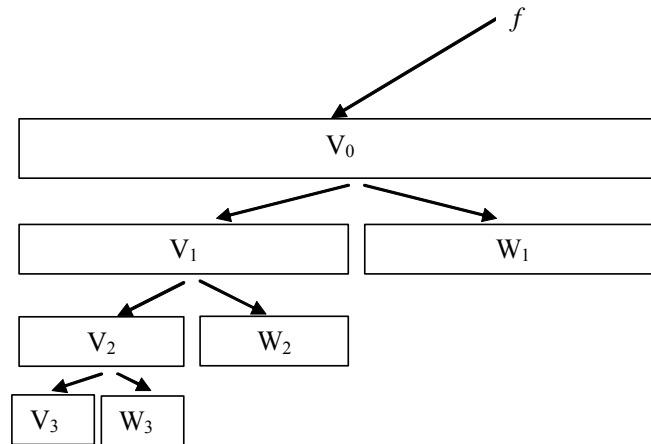
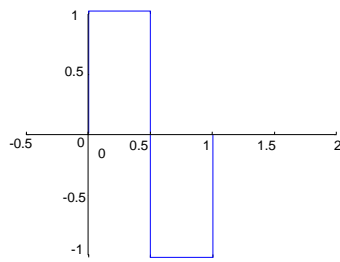


Figure 58 : Structure d'une analyse multirésolution.

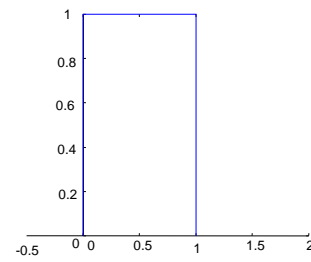


Pour la reconnaissance automatique de cibles, une question importante concerne la sélection de la famille d'ondelettes et l'ondelette dans la famille. Les ondelettes sont utilisées dans des applications variées. Cela parce qu'elles fournissent à l'analyste, l'approximation qui correspond aux basses fréquences et le détail qui correspond aux hautes fréquences d'un signal. Pour le choix de l'ondelette mère et les bases d'ondelettes, il a été démontré qu'il n'y a aucune différence significative dans la performance des classifieurs quand différentes familles d'ondelettes sont utilisées pour transformer les données d'entrée [NEL02]. Il est donc préférable, du point de vue du calcul, d'utiliser l'ondelette la plus simple possible. Dans ce cas, l'ondelette de Haar apparaît la plus adéquate. Néanmoins, afin de vérifier les considérations précédentes, trois types d'ondelettes ont été testés (cf. figures suivantes) :

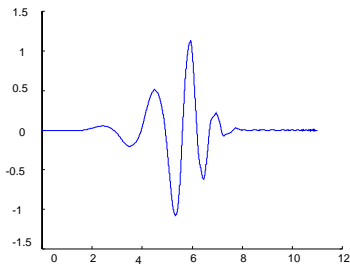
- L'ondelette de Haar,
- L'ondelette de Daubechies d'ordre 6 (db6) [DAU88],
- Une ondelette bi-orthogonale (bior4.4) [BAR93].



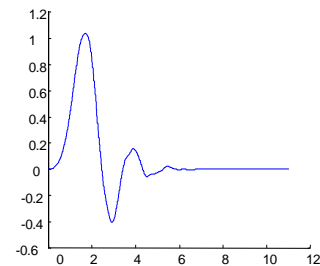
A) Ondelette mère de l'analyse de Haar.



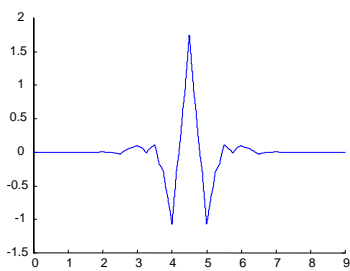
B) Fonction d'échelle de l'analyse de Haar.



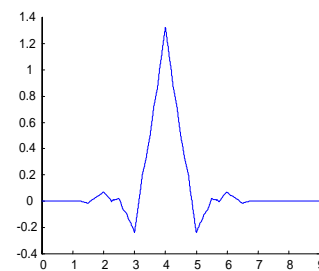
C) Ondelette mère de l'analyse de Daubechies d'ordre 6 (db6).



D) Fonction d'échelle de l'analyse de Daubechies d'ordre 6 (db6).



E) Ondelette mère bi-orthogonales (bior4.4).



F) Fonction d'échelle de l'analyse de bi-orthogonales (bior4.4).

Figure 59 : Représentations de différentes ondelettes et de leurs fonctions d'échelle.

Afin de visualiser la décomposition par la transformée en ondelettes, une signature radar sur 16 fréquences est extraite aléatoirement de la base de données. Un « zero-padding » sur 128 points est réalisé pour améliorer la description du signal. Après transformée de Fourier inverse, la réponse impulsionnelle de la cible correspondant à un angle d'aspect et une polarisation, est obtenue. Dans les figures suivantes, différents niveaux de décomposition sont présentés pour les trois types d'ondelettes.

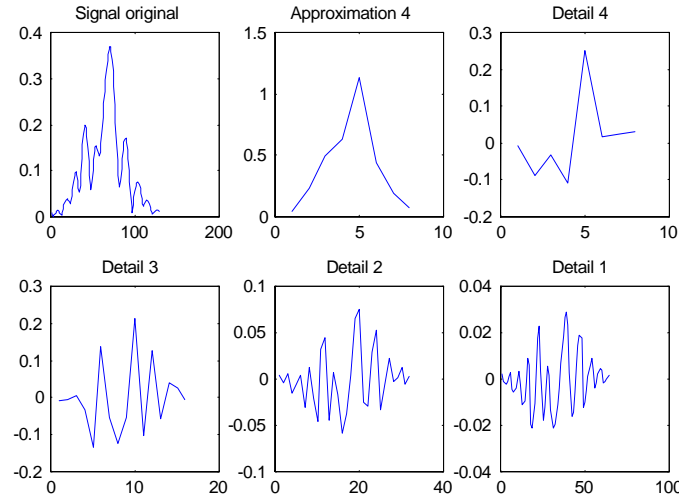


Figure 60 : Décomposition par l'ondelette de Haar de la réponse impulsionnelle.

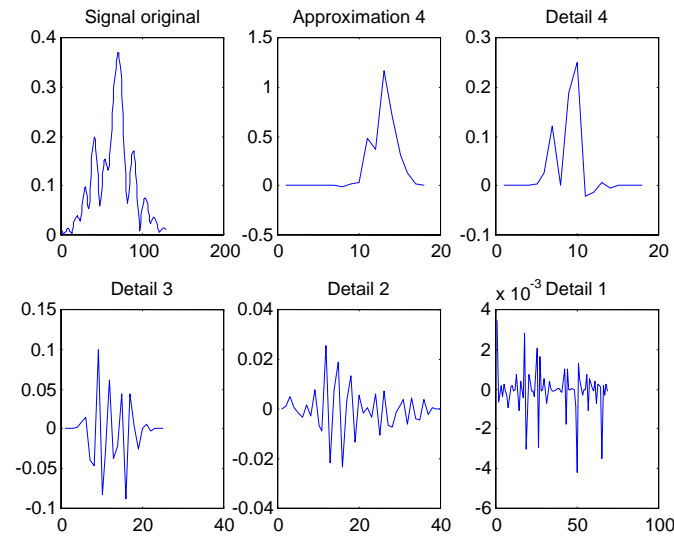


Figure 61 : Décomposition par l'ondelette de Daubechies 6 (db6) de la réponse impulsionnelle.

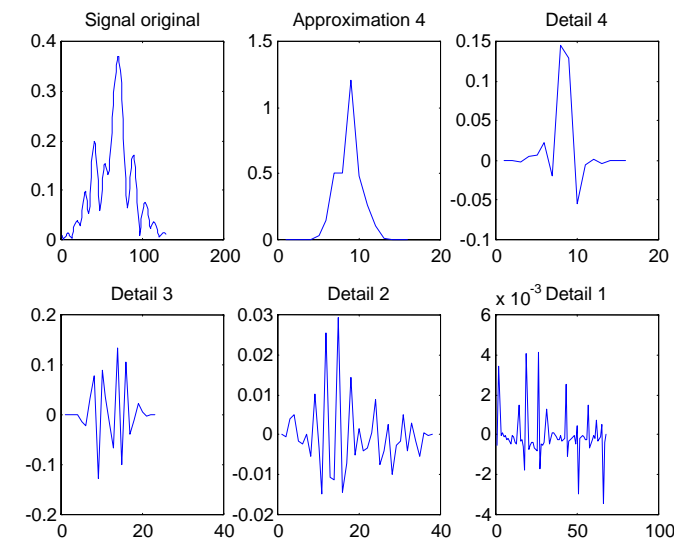


Figure 62 : Décomposition par une ondelette bi-orthogonale (bior4.4) de la réponse impulsionnelle.

Ces décompositions prennent en compte toutes les informations présentes dans la réponse impulsionnelle et n'apportent donc aucune compression. Afin de diminuer la taille de la base de données, un seuillage peut être réalisé à chaque décomposition. Deux standards existent pour le seuillage [DON94][DON95] :

- Le dur ou « hard » en anglais, défini par :

$$T^{hard}(d, \lambda) = \begin{cases} d & \text{si } |d| > \lambda \\ 0 & \text{si } |d| \leq \lambda \end{cases}$$

Avec  $d$ , les coefficients d'ondelette et  $\lambda$ , la valeur du seuil.

- Le doux ou « soft » en anglais, défini par :

$$T^{soft}(d, \lambda) = \begin{cases} d - \lambda & d \geq \lambda \\ d + \lambda & \text{si } d \leq -\lambda \\ 0 & |d| \leq \lambda \end{cases}$$

En général,  $\lambda = \sigma \cdot \sqrt{2 \cdot \log N}$  où  $\sigma^2$  est l'estimation de la variance de bruit et  $N$ , le nombre de coefficients d'ondelette [DON95].

Les figures ci-dessous présentent une comparaison entre une réponse impulsionnelle tirée de la base de données et celle reconstruite après la compression avec différents types d'ondelettes et de seuils.

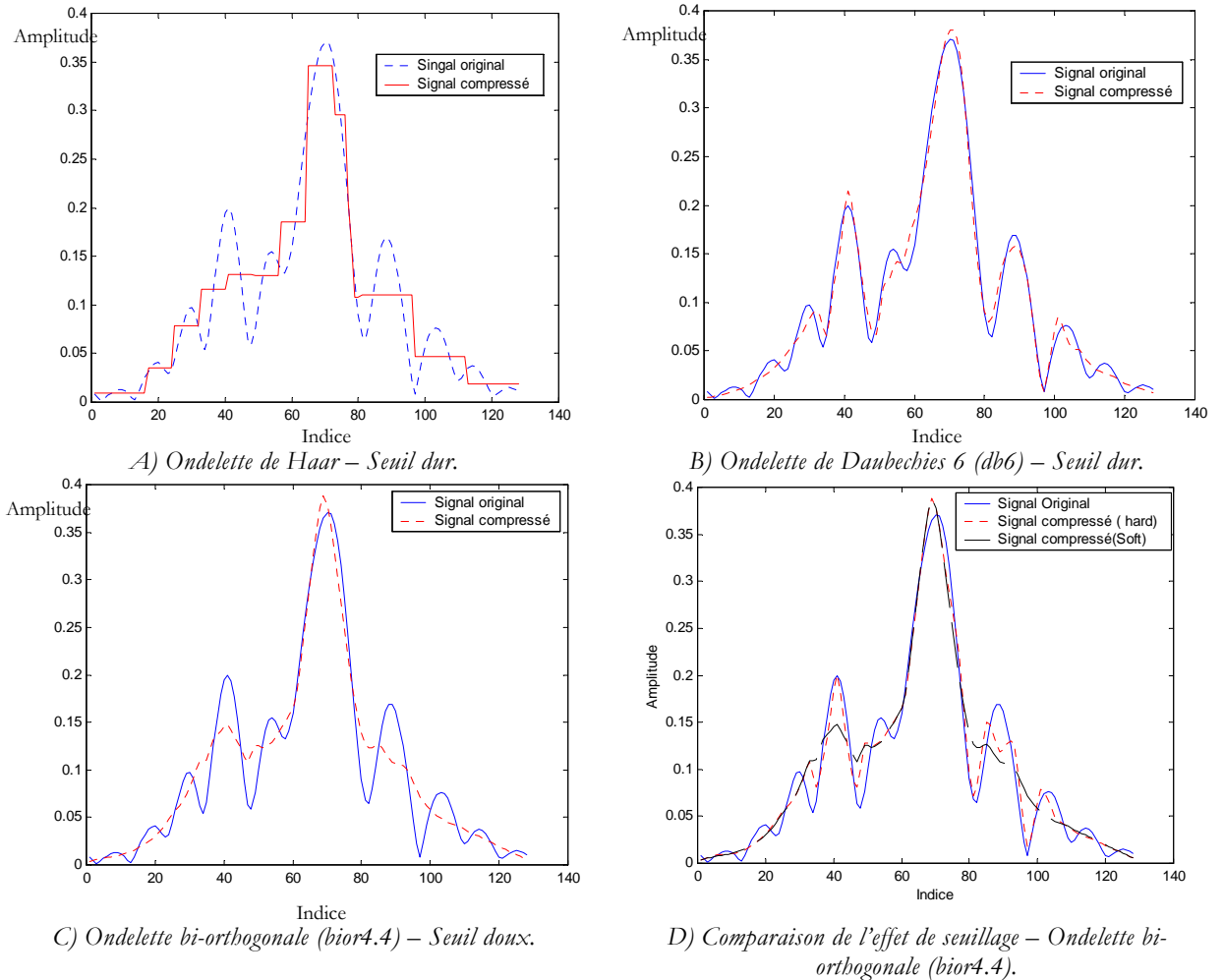


Figure 63 : Effet de la compression sur l'allure de la réponse impulsionnelle.

Dans le tableau ci-dessous, des exemples de l'efficacité de la compression sont donnés. La compression est effectuée sur une partie de la base de données représentée par une matrice de rétrodiffusion sur 16 fréquences, en polarisation horizontale pour quatre avions. Deux paramètres sont utilisés pour faire le comparatif [MIS96] :

- Le taux de compression, défini par :

$$Taux(\%) = 100 \times \frac{\text{Nombre de coefficients compressés}}{\text{Nombre total de coefficients}}$$

- L'énergie retenue, définie par :

$$E = 100 \times \left( \frac{\|CC\|}{\|C\|} \right)^2$$

Où C correspond aux coefficients originaux qui représentent l'approximation et tous les détails, et CC, à la version compressée des coefficients C.

Nom de l'ondelette	Taux de compression (%)		Energie retenue (%)	
	<i>Hard</i>	<i>Soft</i>	<i>Hard</i>	<i>Soft</i>
Haar	88,2813	88,2813	95,9843	92,6429
Daubechies (db6)	80,5882	80,5882	99,0312	97,0844
Bi-orthogonale (bior4.4)	81,3665	81,3665	98,9086	96,6791

Tableau 6 : Exemple de compression obtenue grâce à différents types d'ondelettes, sur une partie de la base de données.

On remarque qu'il existe un compromis entre les différentes ondelettes utilisées. Dans le cas de l'ondelette de Haar, le taux de compression est considérable mais la perte d'informations est la plus importante. Pour les ondelettes de Daubechies et bi-orthogonales, le taux de compression est moins important mais l'information est mieux restituée.

## A.IV.5 – EVALUATION THEORIQUE DES METHODES

L'évaluation des méthodes est basée sur l'étude de leurs possibilités en présence de signaux bruités, c'est-à-dire que le taux d'erreur de classification est analysé en fonction du rapport signal à bruit. Il faut donc définir, dans un premier temps, le modèle de bruit utilisé ainsi que la procédure de calcul de la probabilité d'erreur.

### A.IV.5.1 – Modèle de bruit

Le bruit et les parasites d'un système radar peuvent être modélisés par deux composantes :

- Une composante additive,
- Une composante multiplicative.

La première composante représente le bruit thermique et les sources de bruit externes qui sont indépendantes du signal souhaité. La seconde composante représente le bruit d'échantillonnage et les variations de gain.

Afin d'effectuer une tâche de classification, la nature du bruit est considérée comme moins importante que son effet sur la classification. Si on définit un bruit additif  $\tilde{b}$  tel que  $\tilde{b} = n_r + i \cdot n_i$  où  $n_r$  et  $n_i$  sont deux fonctions aléatoires gaussiennes, de valeur moyenne nulle, d'écart type  $\sigma$  et indépendantes l'une de l'autre. Le signal bruité  $\tilde{S}$  peut alors s'écrire :

$$\tilde{S} = S + \tilde{b} \quad \text{Avec} \quad S = s_r + i \cdot s_i$$

$$\text{Soit : } \tilde{S} = (s_r + n_r) + i \cdot (s_i + n_i)$$

L'amplitude et la phase sont ensuite extraites de  $\tilde{S}$ . Sachant que la puissance d'un bruit blanc gaussien est égale à sa variance  $\sigma^2$ , le rapport signal sur bruit est défini par :

$$SNR = \frac{s_r^2 + s_i^2}{\text{var}(n_r) + \text{var}(n_i)} = \frac{A^2}{2\sigma^2}$$

Où A est l'amplitude du signal.

Pour vérifier l'effet du rapport signal sur bruit, il suffit de varier celui-ci en modifiant la valeur de  $\sigma^2$ .

#### A.IV.5.2 – Définition de la probabilité d'erreur

La probabilité d'erreur de classification  $P_e$ , pour un nombre fini de cibles N définissant  $C_N$  classes, est définie par la formule suivante :

$$P_e = \sum_{i=1}^N P(C_i) \cdot p_e^i$$

Où  $P(C_i)$  est la probabilité a priori de la classe  $C_i$  qui est supposée la même et  $p_e^i$  est la probabilité d'erreur conditionnelle associée à la classe  $C_i$ .

Dés lors, on a :

$$P(C_i) = \frac{1}{N} \quad \forall i$$

Cela implique la formule suivante :

$$P_e = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N p_e^i$$

Une bonne estimation statistique de la probabilité conditionnelle  $p_e^i$  est réalisée à l'aide de l'estimateur du maximum de vraisemblance.

Si on considère  $n_i$  essais indépendants de classification avec une cible i. Pour chaque essai, la probabilité de mauvaise classification est  $p_i$ . La probabilité de faire  $m_i$  erreurs de classification sur  $n_i$  essais peut être vue comme une probabilité de distribution binomiale. En effet, pour chaque essai, il n'y a que deux possibilités : réaliser une bonne ou une mauvaise classification.

Dés lors, la possibilité d'obtenir  $m_i$  échecs sur  $n_i$  essais s'écrit :

$$P(m_i) = \prod_{m_i}^{n_i} p_i^{m_i} (1 - p_i)^{n_i - m_i}$$

$p(m_i)$  peut être définie comme la probabilité de vraisemblance. Le maximum de vraisemblance de la probabilité  $p_i$  est alors :

$$\hat{p}_i = \max_{p_i} (P(m_i))$$

Dans ce cas, il est montré que la probabilité  $\hat{p}_i$  est égale [CHE83] :

$$\hat{p}_i = \frac{m_i}{n_i}$$

La probabilité d'erreur de classification peut alors être représentée par la formule suivante :

$$\hat{P}_e = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{m_i}{n_i}$$

L'estimation de la probabilité d'erreur, pour un rapport signal sur bruit donné, est donc réalisée en calculant la probabilité d'erreur de chaque classe de la base de données puis en moyennant celles-ci.

### **A.IV.5.3 – Classification sur les avions**

#### ***A.IV.5.3.1 – Procédure de calcul***

La figure de la page suivante résume la procédure de calcul de la probabilité d'erreur [5][76]. Un catalogue des cibles possibles est défini à partir des informations sur l'angle d'aspect de l'avion (site et gisement), le nombre de fréquences et la polarisation. Un bruit est ensuite ajouté sur la cible de test choisie. Pour une bonne évaluation de la probabilité d'erreur, environ 500 représentations bruitées sont définies.

Les critères de classification peuvent être l'amplitude, la phase et les deux simultanément. Deux types de classification sont envisagés :

- une classification sur des données (réponses impulsionnelles) non compressées,
- une autre sur des données compressées.

La base de données est constituée de quatre avions parmi ceux présentés au chapitre A.III (Airbus A320, BAE 146-200, Boeing 737-200 et Fokker 100). La cible « test » est représentée par une des quatre cibles en ajoutant le modèle du bruit.

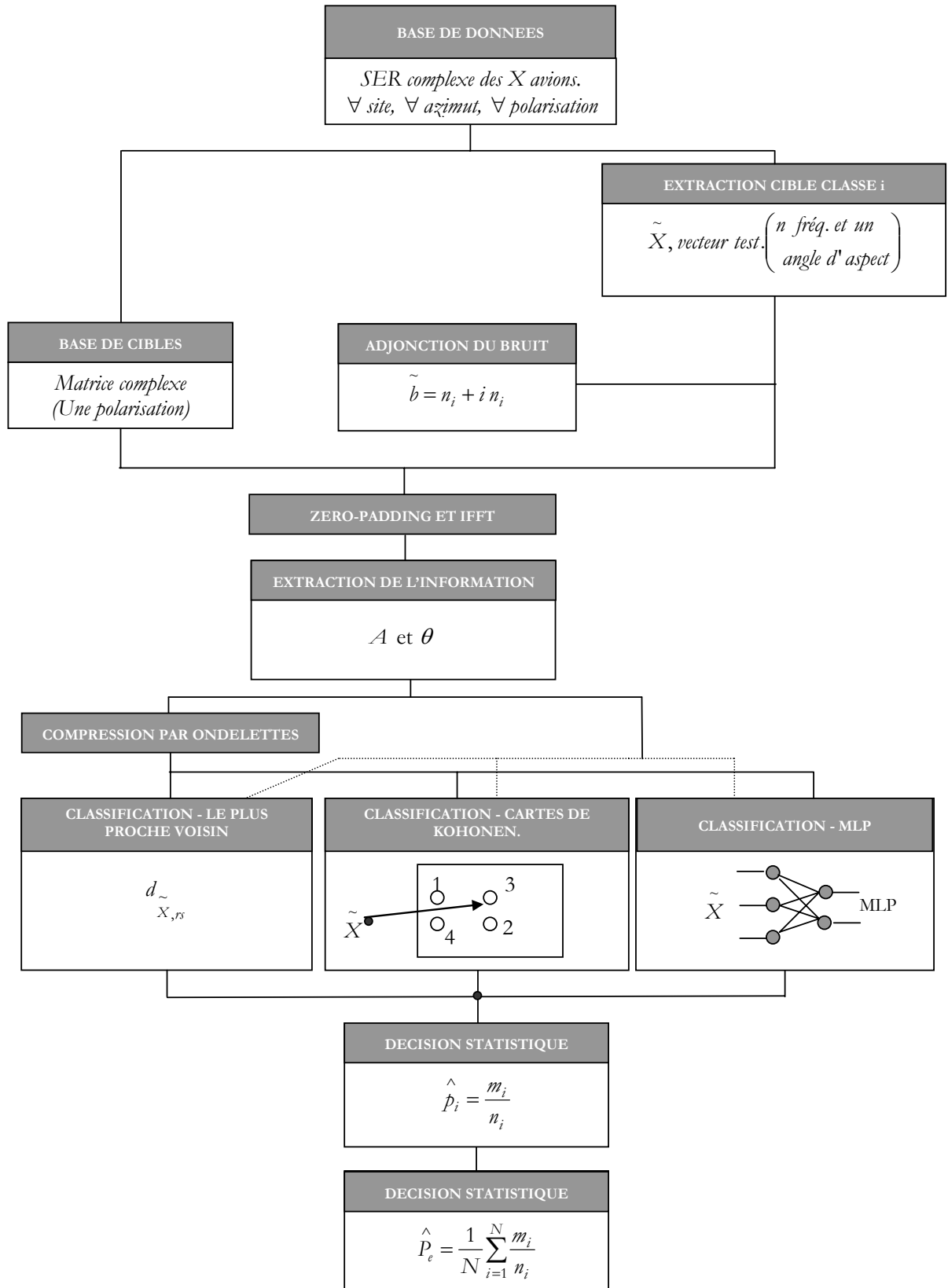
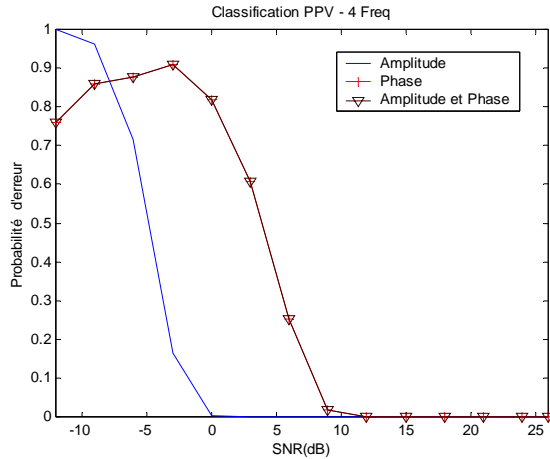


Figure 64 : Organigramme de calcul de la probabilité d'erreur pour chaque classifieur.

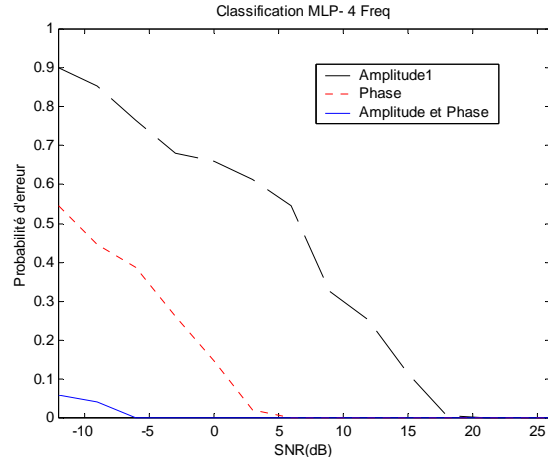
### A.IV.5.3.2 – Classification sur les données non compressées

Dans cette partie, les seuls traitements effectués sur les données d'entrées sont une transformée de Fourier inverse et un « zero-padding » sur 64 points. Les tests de classification sont réalisés sur quatre fréquences et en polarisation horizontale.

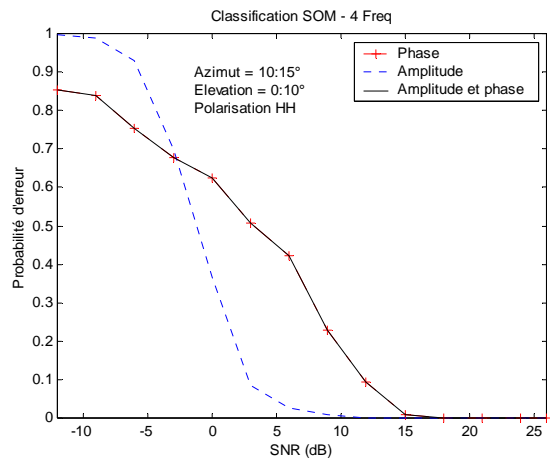
Les figures suivantes présentent les résultats obtenus pour des classifications effectuées sur l'amplitude, la phase ou les deux simultanément en fonction du rapport signal à bruit (SNR).



A) Plus proche voisin.



B) Perceptron multicouches.



C) Cartes de Kohonen.

Figure 65 : Influence du critère utilisé pour la classification – Données non compressées.

A l'analyse de ces courbes, on constate une forte influence du terme de phase lorsqu'il est associé à l'amplitude. Cela est plus visible dans le cas du « Plus Proche Voisin » (PPV) et des cartes auto-organisatrices de Kohonen (SOM). Dans ces deux cas, il n'y a pas de différence entre la phase seule et l'amplitude et phase ensemble. Les deux courbes se superposent.

Cependant, pour les réseaux de neurones supervisés (MLP), cette influence disparaît. Autrement dit, l'association des deux critères apporte des informations supplémentaires. Cela peut être justifié par l'application de la normalisation de données durant l'étape d'apprentissage. Autrement dit, l'influence des deux termes (amplitude et phase) est la même. La seule chose qui diffère est l'information qu'ils contiennent.

Un autre paramètre influant sur les performances de la classification est le nombre de fréquences utilisées. Les courbes suivantes présentent des classifications effectuées sur l'amplitude en utilisant 2, 4 ou 8 fréquences.



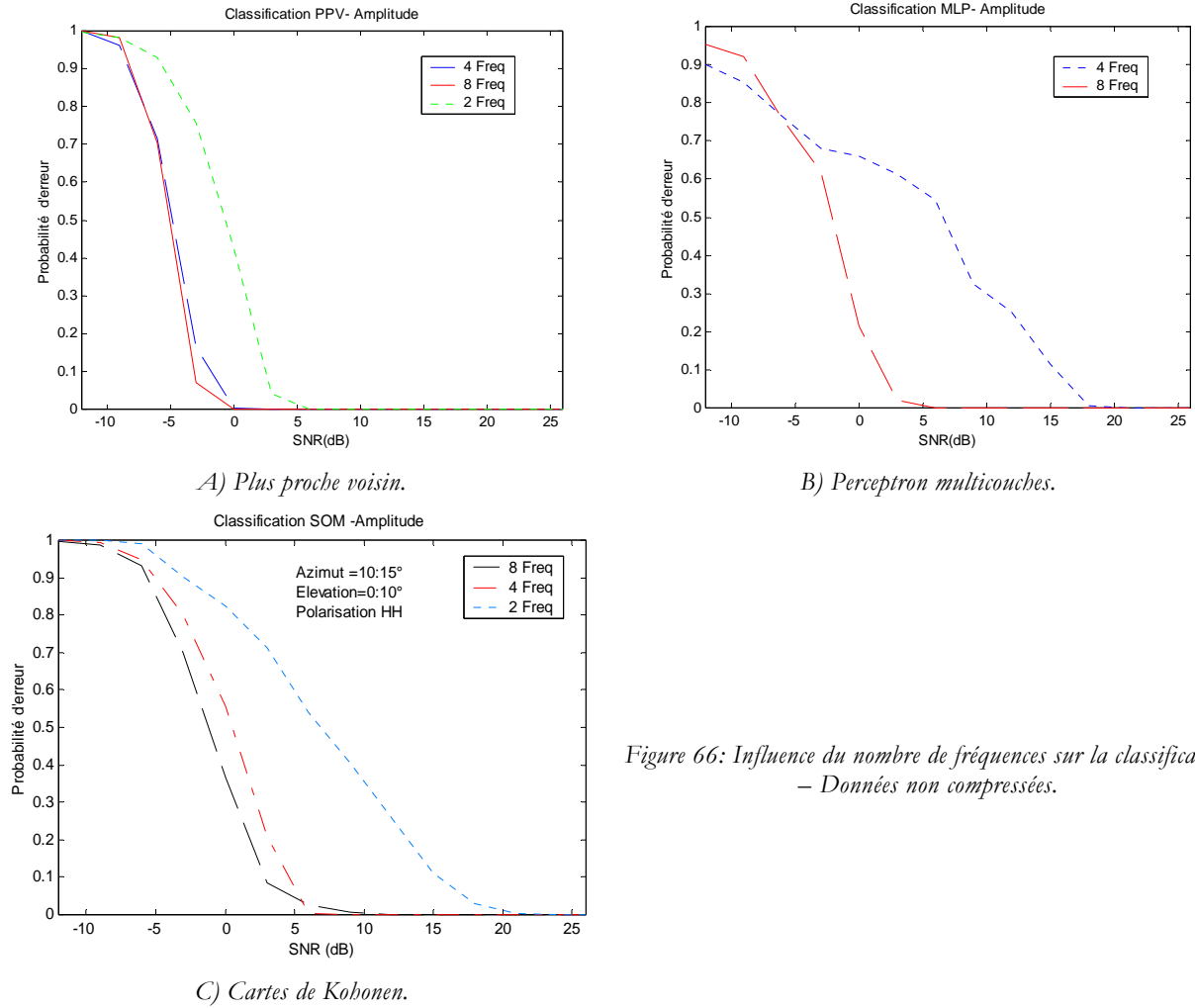


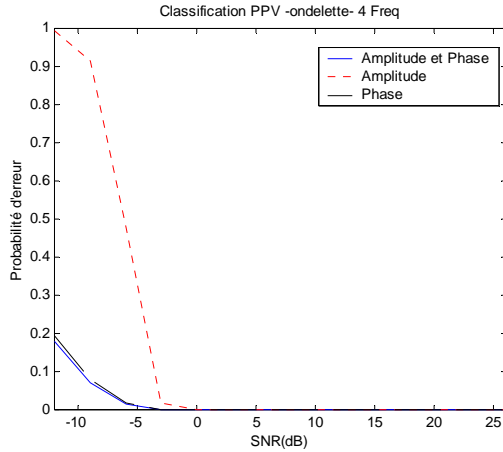
Figure 66: Influence du nombre de fréquences sur la classification – Données non compressées.

Dans tous les cas, l'augmentation du nombre de fréquences diminue la probabilité d'erreur pour un SNR donné. Le gain sur la probabilité d'erreur est conséquent lorsque le nombre de fréquences passe de 2 à 4, et est nettement plus faible lors de l'augmentation de 4 à 8. Dès lors, il faut relativiser l'intérêt de l'augmentation du nombre de fréquences, qui va créer un surcoût dans un système, sans pour autant diminuer considérablement la probabilité d'erreur. De plus, avec un nombre important de fréquences, il semble plus approprié d'utiliser des méthodes temporelles de classification.

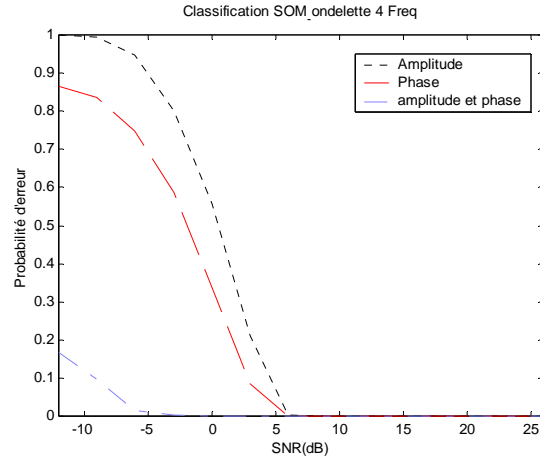
#### A.IV.5.3.3 – Classification sur les données compressées

Dans ce paragraphe, la procédure est la même que précédemment sauf que cette fois, les données issues de la base sont compressées. L'ondelette choisie pour la compression est la plus simple : celle de Haar.

L'examen des courbes ci-dessous montre une diminution importante de la probabilité d'erreur par l'utilisation de données compressées. Dans le cas des cartes auto-organisatrices, la classification sur les deux termes amplitude et phase fournit une probabilité d'erreur très faible même pour un signal sur bruit de  $-12$  dB.



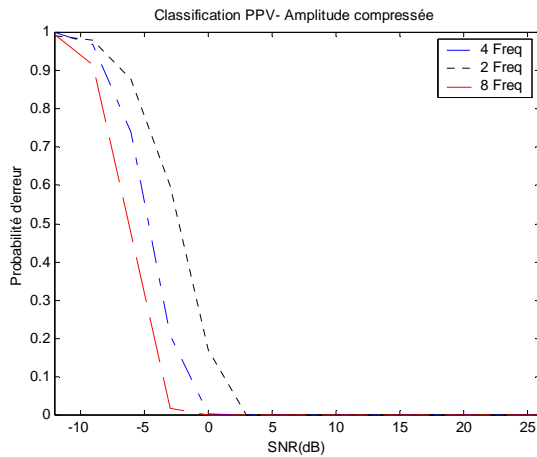
A) Plus proche voisin.



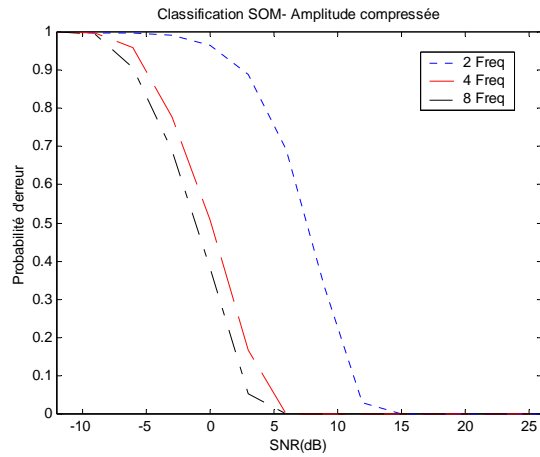
B) Cartes de Kohonen.

Figure 67 : Influence du critère utilisé sur la classification – Données compressées.

Comme précédemment, on constate à l'examen des courbes ci-dessous une diminution de la probabilité d'erreur en fonction du nombre de fréquences. Cette remarque est la même pour les trois algorithmes. Donc, plus le nombre de fréquences est élevé, plus la quantité d'informations sur la cible est grande et meilleure est la classification.



A) Plus proche voisin.



B) Cartes de Kohonen.

Figure 68 : Influence du nombre de fréquences sur la classification – Données compressées.

#### A.IV.5.3.4 – Comparaison des trois algorithmes de classification

Afin de comparer les capacités des trois classifieurs, la figure suivante présente les résultats obtenus sur la probabilité d'erreur avec l'amplitude comme critère de classification, sur quatre fréquences, en polarisation horizontale.

On constate que le plus proche voisin est plutôt le plus performant. Mais cette remarque doit être relativisée car un paramètre critique dans les réseaux de neurones est la phase d'apprentissage et le pré-traitement des données. Cela nous conduit à conclure que les réseaux de neurones nécessitent une attention particulière pour profiter de leurs puissances comme classifieurs.

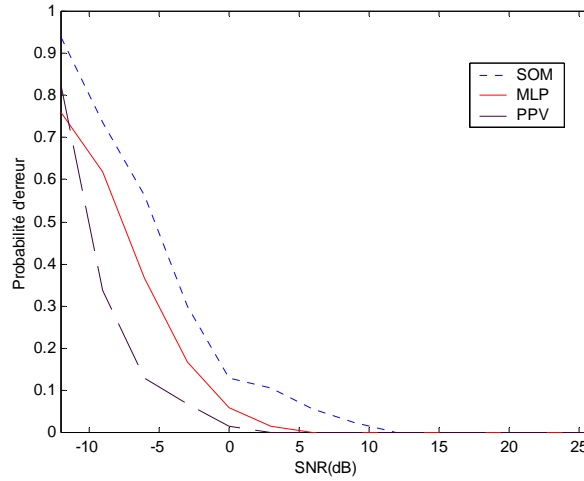
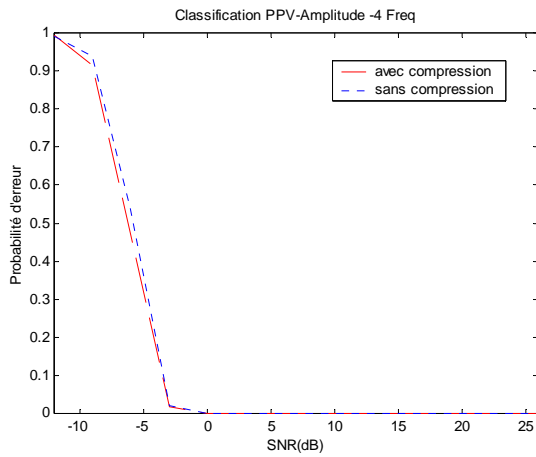


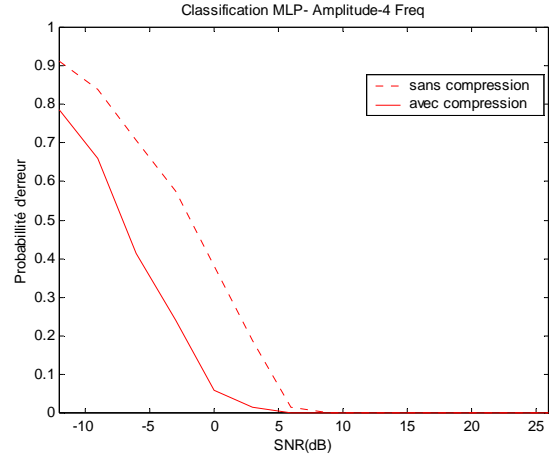
Figure 69 : Comparaison des classifieurs sur l'amplitude pour 4 fréquences, en fonction du rapport signal à bruit (SNR).

#### A.IV.5.3.5 – Effet de la compression

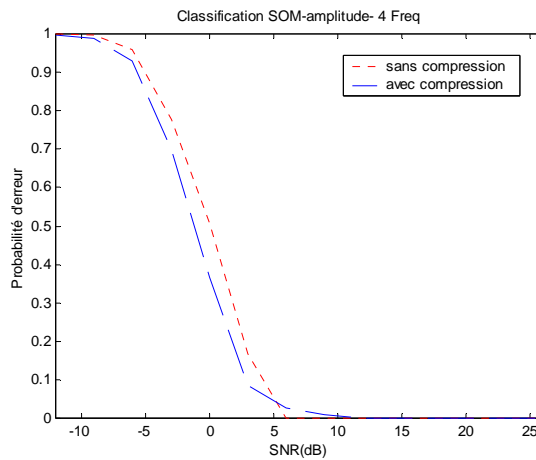
La compression de la base de données permet de réduire de manière importante la quantité de données en entrée en ne sélectionnant que les données prépondérantes. Les figures ci-dessous présentent l'apport de la classification sur les méthodes de classification. Le critère utilisé est l'amplitude sur quatre fréquences et l'ondelette utilisée est celle de Haar.



A) Plus proche voisin.



B) Perceptron multicouches.



C) Cartes de Kohonen.

Figure 70 : Influence de la compression sur la classification – Utilisation de l'ondelette de Haar.

En analysant les courbes précédentes, on peut remarquer que l'utilisation de la compression apporte un gain substantiel pour les réseaux de neurones, qui n'est pas observé dans le cas du « plus proche voisin ».

Cela peut être expliqué par le fait que ce dernier appartient à la catégorie des algorithmes théoriques de décision. Cependant, les réseaux de neurones passent par une étape d'apprentissage où le réseau découvre les caractéristiques statistiques des données soit d'une manière supervisée ou non supervisée. Cette propriété donne aux réseaux de neurones bien entraînés, une place importante pour effectuer des tâches de classification sur un large nombre d'avions.

#### ***A.IV.5.3.6 – Influence de la polarisation***

A la figure ci-dessous est montré l'effet de la polarisation sur la classification. L'analyse est réalisée sur les deux canaux de co-polarisation. La courbe nous indique que pour un angle d'aspect donné, la classification sur la polarisation horizontale est meilleure que sur la polarisation verticale.

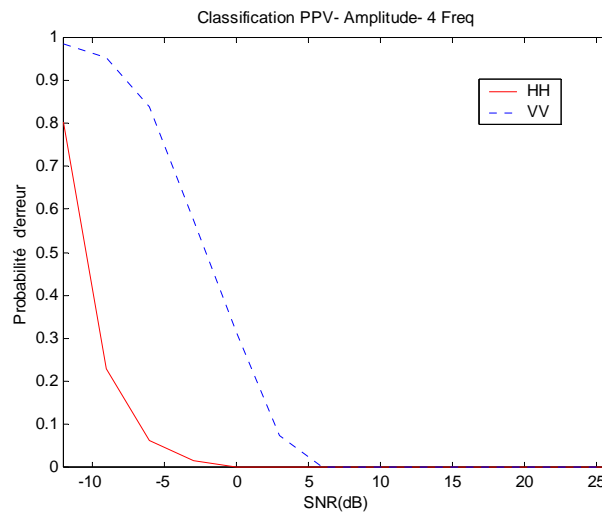


Figure 71 : Effet du choix de polarisation sur la classification – Critère du plus proche voisin.

#### ***A.IV.5.3.7 – Classification dans les domaines temporels et fréquentiels***

Finalement, la classification est étudiée dans les domaines fréquentiel (fonction de transfert) et temporel (réponse impulsionnelle). Les courbes suivantes montrent que la classification avec les algorithmes des réseaux de neurones est meilleure dans le domaine temporel que dans le domaine fréquentiel. Cependant, ce n'est pas le cas pour le plus proche voisin. Cette différence peut être utilisée comme un avantage si la compression est utilisée. Cette propriété que possède la réponse impulsionnelle dans le temps est une alternative attirante pour caractériser une cible en présence des angles d'aspects inconnus. Un autre avantage de l'utilisation d'une réponse impulsionnelle dans le domaine temporel est que la réponse est réelle. Donc ceci implique que le nombre de neurones dans la couche d'entrée du réseau MLP peut être réduit d'un facteur 2. En plus, le nombre des interconnexions et le nombre de poids est ainsi réduit par un facteur qui dépend du nombre total des couches et des neurones.

#### **A.IV.5.4 – Conclusions partielles**

Les possibilités de classification de cibles à l'aide de trois classificateurs ont été évaluées [5][76]. Il a été observé que le choix du paramètre de classification (amplitude, phase ou les deux) dépend fortement de l'algorithme utilisé, mais que globalement le critère du « plus proche voisin » est le meilleur classificateur.

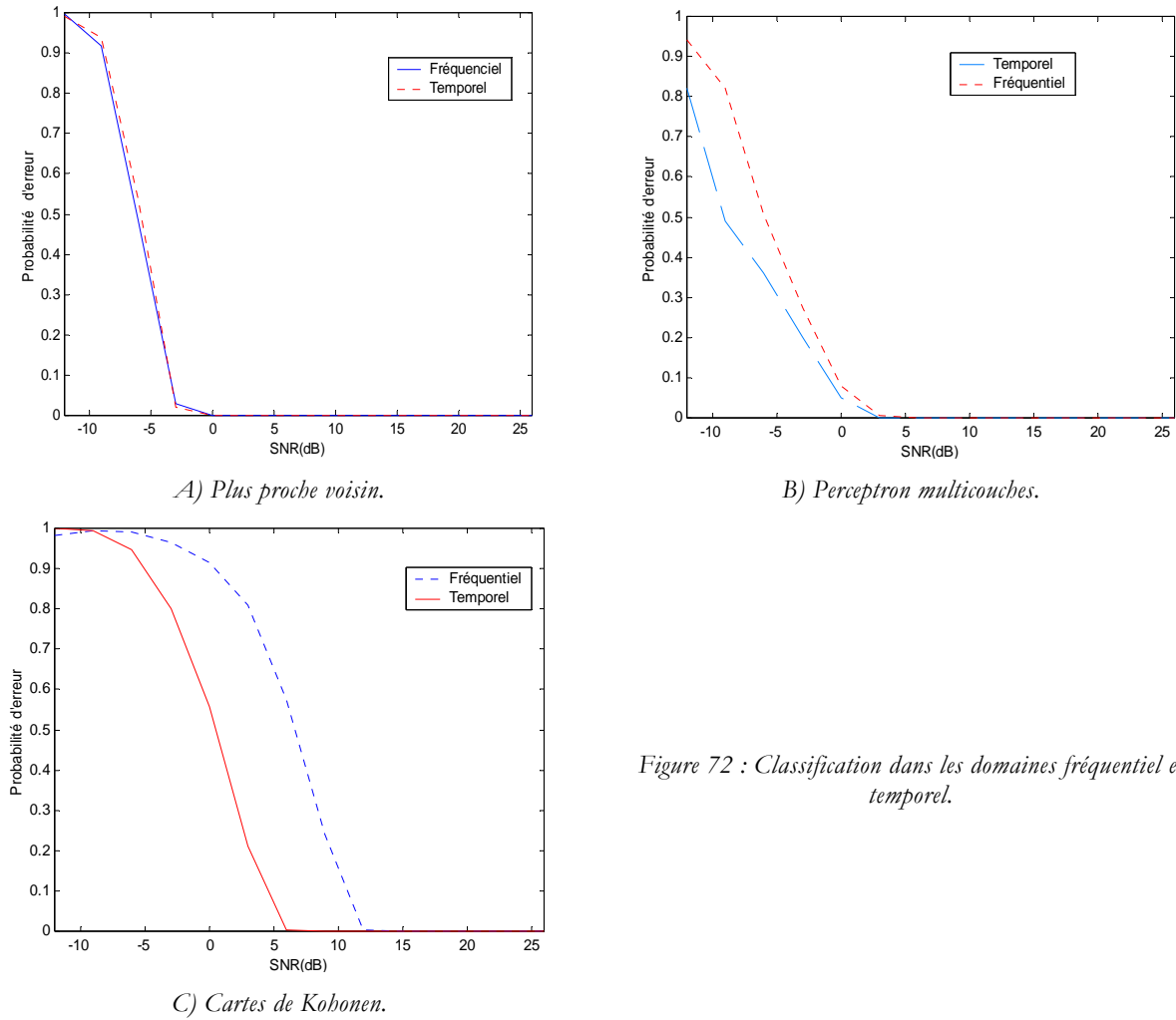


Figure 72 : Classification dans les domaines fréquentiel et temporel.

Lorsque l'amplitude est utilisée comme critère de classification, le meilleur résultat obtenu est pour des données non compressées. Lorsque les données sont compressées, l'utilisation conjuguée de l'amplitude et de la phase donne la meilleure classification.

Il a été observé que l'augmentation du nombre de fréquences diminue la probabilité d'erreur. Ce phénomène est encore plus visible quand la classification est effectuée sur des données compressées.

La compression par les ondelettes a montré son importance car elle permet de diminuer considérablement le volume des données d'entrée sans dégrader la probabilité d'erreur. Une amélioration est même observée lorsque la classification se fait à l'aide des réseaux de neurones.

Ceci peut être expliqué par le fait que la transformée en ondelettes décompose le signal en basses et hautes fréquences. Autrement dit, une fois les composantes du signal représentées par des approximations et des détails, il est plus facile au classifieur de différencier les cibles. Donc, les éléments des différents avions deviennent plus faciles à séparer.

Les résultats obtenus permettent d'en conclure que, malgré les performances du critère du « plus proche voisin », les réseaux de neurones ne doivent être pas abandonnés. En prenant en compte les ambiguïtés sur l'angle d'aspect et suivant les critères choisis, la classification par un réseau de neurones peut s'avérer meilleure.

## A.IV.6 – EVALUATION EXPERIMENTALE DES METHODES

### A.IV.6.1 – Introduction

Dans l'état actuel de l'avancement des travaux, les premiers tests ont été exclusivement réalisés avec le critère du « plus proche voisin » en utilisant l'amplitude du signal acquis avec le radar MOSAR-4F [4][21]. Les résultats d'identification sont ensuite comparés aux informations fournies par le SCTA (Service de Contrôle du Trafic Aérien) qui indiquent en fonction de l'heure, l'identifiant de l'avion, son type, son niveau de vol présumé et ses aéroports de départ et de destination.

### A.IV.6.2 – Traitement des données

Les paramètres de la cible (amplitude, phase et fréquence Doppler) sont obtenus à partir d'une analyse fréquentielle des signaux rétrodiffusés.

La SER est extraite à partir des fichiers d'acquisition. Pour chaque impulsion, 20 échantillons sont acquis représentant la mesure de la puissance reçue sur une distance de 30 km. Afin de réaliser une représentation en fonction du temps (ou de la distance), les données sont organisées par bloc de N impulsions.

En premier, la valeur moyenne des données correspondant à la même distance (colonne identique) est soustraite afin de supprimer l'écho renvoyé par le fouillis de sol. Une formation de faisceaux est appliquée afin de prendre en compte l'architecture des réseaux d'antennes et l'effet du sol. Finalement, une « image » Doppler – Distance est obtenue à l'aide d'une transformée de Fourier sur chaque colonne de données. A l'issue de ce traitement, huit images sont générées, une par polarisation et par fréquence.

La présence d'une cible est alors visualisée par un écho localisé en distance et en Doppler. Ces échos sont à la même distance mais se trouvent à des fréquences Doppler différentes liées aux fréquences émises utilisées. Ceci induit une ambiguïté pour une détection optimale de la position de la cible.

Afin d'automatiser la détection, ces images sont transformées dans le domaine distance - vitesses radiales par une interpolation linéaire à partir des fréquences Doppler. Si les huit images représentent la même cible, la détermination de sa position est améliorée par la sommation de ces huit images en une image avec un « contraste » amélioré. Ainsi, si une seule cible est présente et qu'il n'y a aucun « brouilleur », la position de la cible correspondra au point maximum de puissance de cette superposition. Ensuite, le profil en distance est interpolé par une fonction en sinus cardinal afin d'extraire avec précision le maximum de l'amplitude de l'écho de chaque voie. Ainsi, la puissance reçue est extraite pour les quatre fréquences et les deux polarisations. Dans le même temps, le rapport signal à bruit est estimé en mesurant la puissance de bruit autour de la cible. Les figures suivantes représentent un exemple des résultats obtenus par ce traitement.

On peut constater sur ces courbes qu'il est difficile de détecter la cible se trouvant à la position (25 km ; - 150 m/s) si les seules données issues de la polarisation horizontale sont utilisées. La superposition des huit images (canaux HH et HV) permet de discerner distinctement les deux cibles se trouvant sur la même image. Un fenêtrage en distance et en vitesse permet, avant de déterminer le maximum de puissance, d'isoler une cible parmi d'autres. Par cette méthode, un effet parasite lié à la présence d'un brouilleur peut-être éliminé en rejetant l'image concernée.

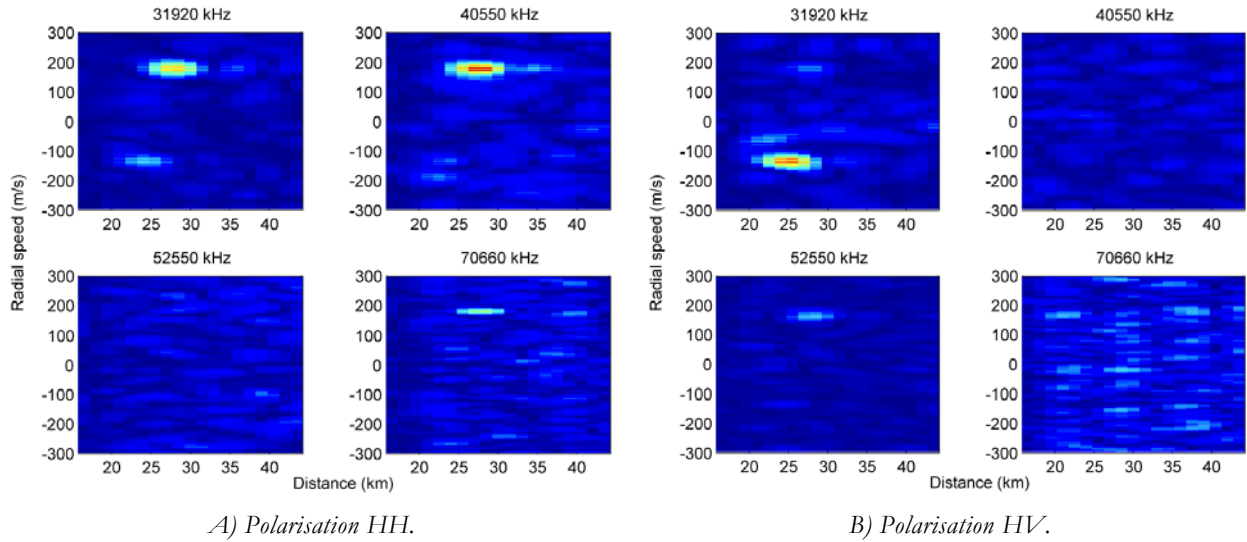


Figure 73 : Puissance reçue en fonction de la distance pour 4 fréquences – 27 Octobre 1997, 11h49 TU.

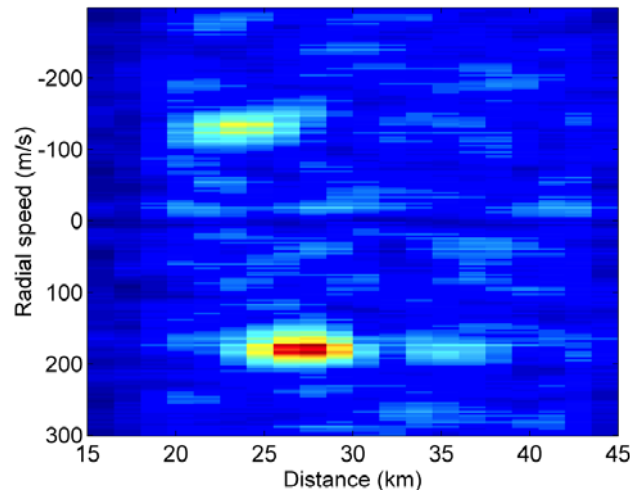


Figure 74 : Puissance reçue cumulée en fonction de la distance – Polarisations HH et HV – 27 octobre 1997, 11h49 TU

Cet algorithme est ensuite répété sur le jeu d'impulsions suivant et ainsi la cible peut être suivie le long de son déplacement. Quant un seul écho est présent et qu'il n'y a pas de brouilleur, cette méthode est très robuste. Un exemple de poursuite est présenté ci-dessous. Sur ces courbes, une discontinuité est observée autour de 75 s qui correspond à l'instant où la cible se trouve juste au-dessus du radar.

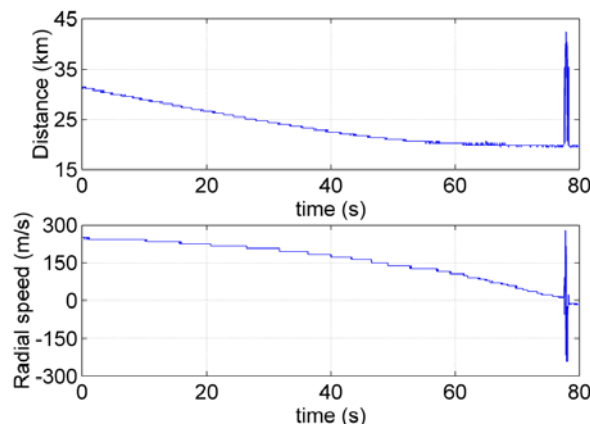


Figure 75 : Courbes de poursuite d'une cible – 14 septembre 1998, 9h41 TU.

Un jeu d'acquisitions est constitué de 200 000 impulsions, soit une durée de 120 s. La puissance reçue, la distance, la vitesse radiale et la puissance de bruit sont estimées sur un ensemble de 512 impulsions (204,8 ms). L'émission est faite sur une polarisation et la réception sur les deux. Sur les figures ci-dessous, un exemple des puissances reçues en fonction du temps est présenté, ainsi que la variation du rapport signal à bruit moyen associé.

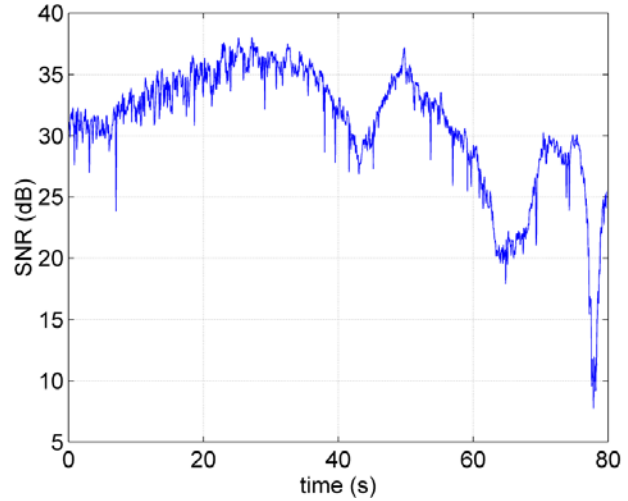
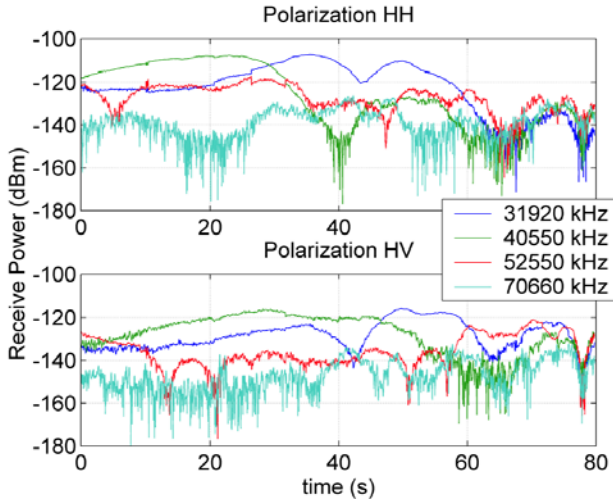


Figure 76 : Puissances reçues en fonction du temps – 14 septembre 1998, 9h41 TU. Figure 77 : Rapport signal à bruit moyen – 14 septembre 1998, 9h41 TU.

On peut remarquer que le rapport signal à bruit « chute » lorsque la cible se trouve au-dessus du radar. Cette position correspond au zénith pour lequel les antennes ont un gain théorique nul.

La SER est ensuite estimée à partir de l'équation du radar sans pertes et des informations fournies par le SCTA (Service du Contrôle du Trafic Aérien), notamment l'altitude du plancher de vol demandé. A partir de ce paramètre et de la distance, il est alors possible d'estimer l'angle d'élévation de la cible par rapport au radar. La figure ci-dessous présente un exemple de la SER estimée en fonction du temps.

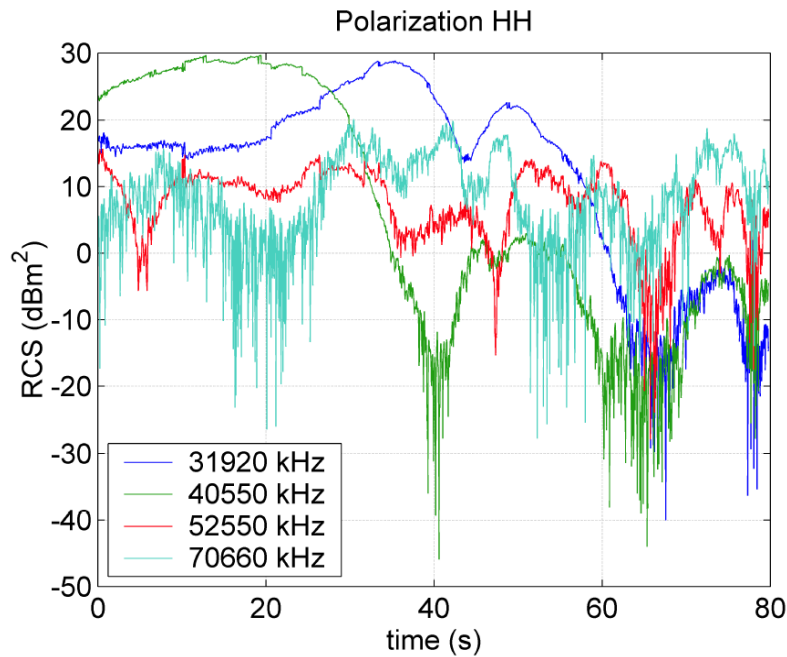


Figure 78 : SER mesurée en fonction du temps – Polarisation HH – 14 septembre 1998, 9h41 TU.



### A.IV.6.3 – Validation expérimentale des méthodes

Dans l'état actuel de l'avancement des travaux, l'algorithme testé pour l'identification est « le plus proche voisin »

Un exemple de résultat d'identification réalisé sur des mesures effectuées par le radar MOSAR-4F est donné ci-dessous.

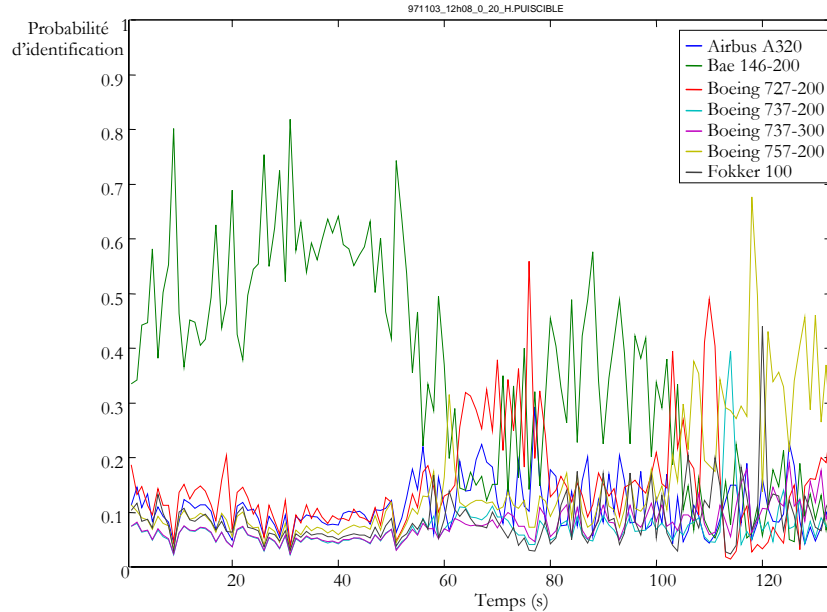


Figure 79 : Probabilité de détection en fonction du temps par le critère du « plus proche voisin » – Mesures MOSAR-4F –  $f = 31.92, 40.55, 52.55, 70.66 \text{ MHz}$  – 3 novembre 1997, 12h08 TU.

Les résultats sont très encourageants et montrent que la probabilité de détection sur le BAE 146-200 est importante. Elle dépasse parfois les 80 %, se situe généralement autour de 60 %. De plus, elle est très décorrélée par rapport à la probabilité d'identifier d'autres avions. Afin « d'atténuer » les fortes variations de la probabilité, une moyenne glissante sur 3 échantillons est réalisée.

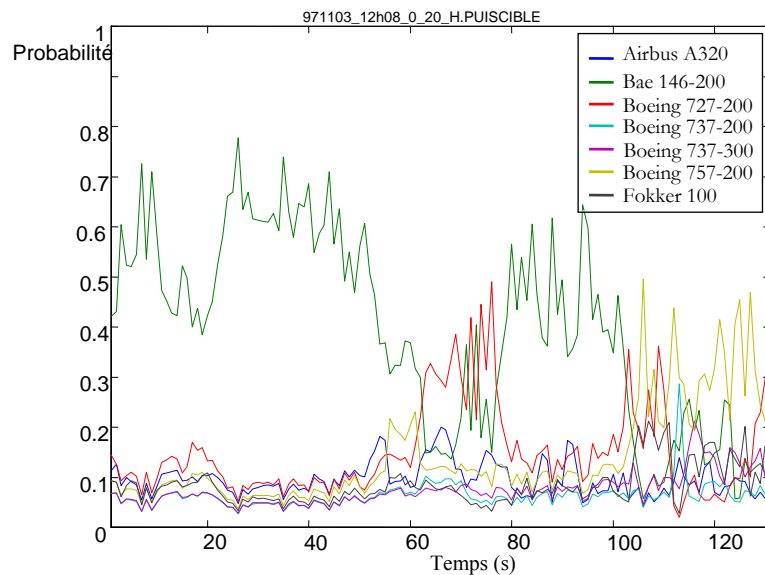


Figure 80 : Probabilité de détection en fonction du temps obtenue par moyenne glissante – Critère du « plus proche voisin » – Mesures MOSAR-4F –  $f = 31.92, 40.55, 52.55, 70.66 \text{ MHz}$  – 3 novembre 1997, 12h08 TU.

Des « fadings » sont observés dans la probabilité d'identification. Ces variations sont dues en particulier à une diminution du rapport signal à bruit et peuvent correspondre à des minima dans les diagrammes de rayonnement des réseaux d'antennes et à des variations de la SER de la cible en fonction de l'angle d'aspect. La figure suivante présente un exemple de probabilité d'identification et la variation de la SER correspondant en fonction de la distance.

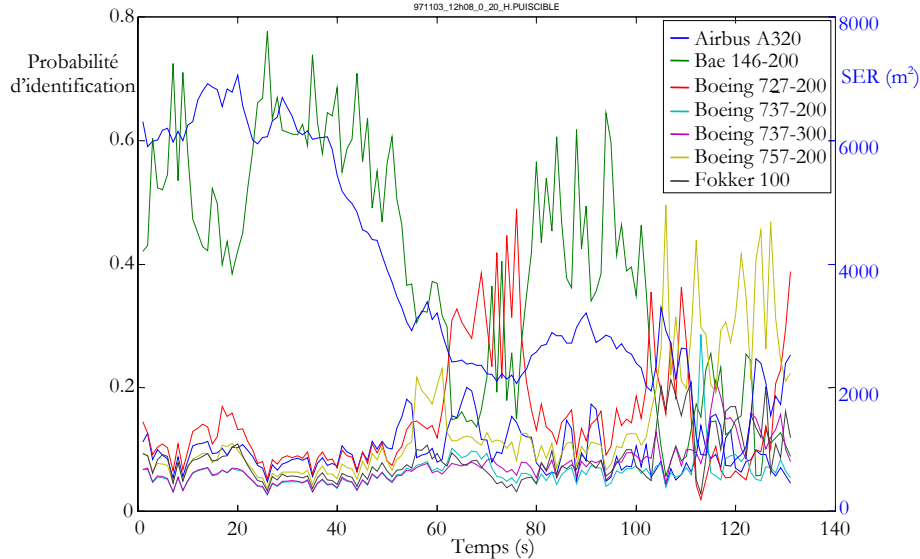


Figure 81 : Probabilité d'identification en fonction du temps par le critère du « plus proche voisin » et variation de la SER estimée en fonction du temps - Mesures MOSAR-4F - 3 novembre 1997, 12h08 TU.

Une corrélation forte existe entre ces deux paramètres. On observe une variation similaire entre la SER et la probabilité d'identification.

L'analyse expérimentale de la classification confirme que le rapport signal à bruit (RSB) est un élément prépondérant. Il est donc intéressant d'étudier l'évolution de la probabilité d'identification en fonction de ce paramètre. La figure suivante présente la comparaison entre ces deux paramètres.

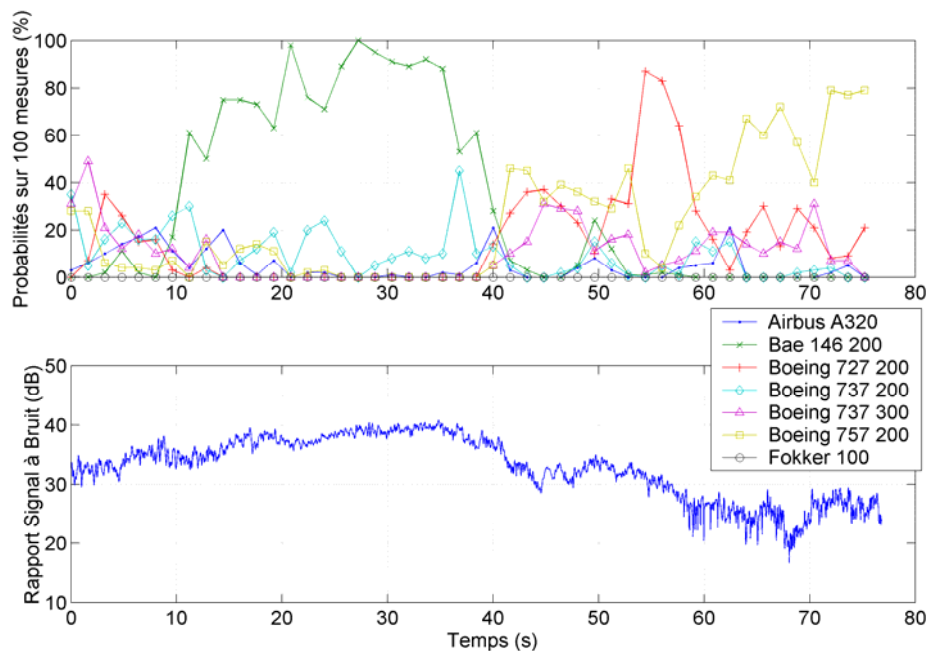


Figure 82 : Evolution de la probabilité de détection et du rapport signal à bruit en fonction du temps – 1 décembre 1997, 9h41 TU.

L'identification est effectuée sur un fichier d'acquisition complet et les résultats sont classés en fonction du RSB. Les RSB adjacents sont regroupés par paquet de 100 mesures et il est comptabilisé le nombre de fois que chaque avion est considéré comme le plus proche voisin. La figure ci-dessous présente le résultat obtenu.

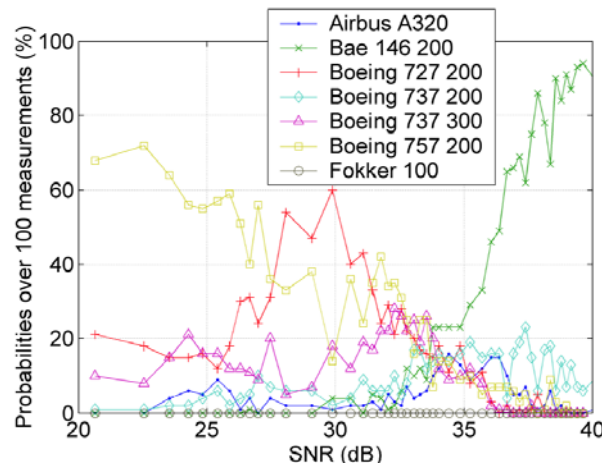


Figure 83 : Sensibilité de l'identification au rapport signal à bruit – 1 décembre 1997, 9h41 TU.

Le SCTA indique que l'avion circulant à ce moment est un Bae 146-200. Pour un rapport signal à bruit cumulé supérieur à 35 dB, l'identification est correcte avec une probabilité de plus de 90 %.

Les résultats précédents ont été obtenus en faisant l'hypothèse que l'avion se trouve à l'altitude définie par son plan de vol. En réalité, cette altitude n'est qu'une approximation de l'altitude réelle, mais c'est un paramètre important pour l'évaluation de la SER.

La figure suivante présente un résultat obtenu en considérant des RSB supérieurs à 38 dB et en considérant une altitude de la cible variant entre 6 et 15 km.

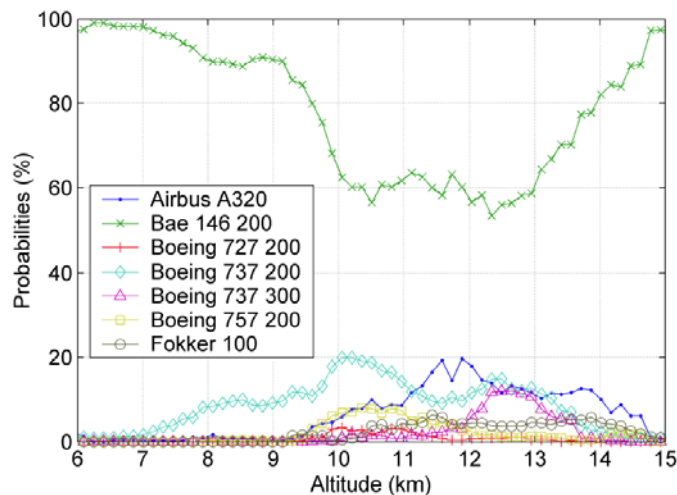


Figure 84 : Sensibilité de l'identification à la variation de l'altitude de vol utilisée pour le calcul de la SER – 1 décembre 1997, 9h41 TU.

Le SCTA indique sans ambiguïté que l'avion identifié est un Bae 146-200 circulant à une altitude de vol théorique de 9,5 km. Les données utilisées possèdent un fort rapport signal à bruit et l'identification se fait avec une bonne qualité en particulier pour les altitudes les plus faibles. Mais entre 10 et 13 km, la probabilité chute de 90 % à 60 % et correspond à une diminution du rapport signal à bruit.

## **A.IV.7 – CONCLUSIONS PRELIMINAIRES**

Dans une première approche, le meilleur classifieur semble être le critère du « plus proche voisin » mais le traitement par les réseaux de neurones ne doit pas être délaissé.

Il a été observé théoriquement que l'utilisation des cartes de Kohonen n'apporte de meilleur résultat que pour la classification. Mais une amélioration est possible. Il pourrait être notamment envisagé d'accompagner les cartes de Kohonen par un apprentissage supervisé tel que le perceptron multicouches. Cette association forme une base de classification dont la nature serait hybride. L'application des cartes de Kohonen peut être envisagée pour l'extraction des traits principaux et les réseaux de neurones supervisés pourraient fournir une amélioration considérable du potentiel de classification.

De plus, il a été constaté que le gain apporté par la transformée en ondelettes est important pour les réseaux de neurones. Elle est donc une étape intéressante pour améliorer la classification par ces réseaux. Il pourrait aussi être intéressant d'utiliser les paquets d'ondelettes qui permettent l'analyse des sous-espaces de détail du signal.

Ces paquets d'ondelettes conduisent à une décomposition en sous-bandes de fréquence du signal. Cet aspect multirésolution pourrait servir comme base pour une classification hiérarchique à travers les niveaux de décomposition. Ce type de classification pourrait faciliter la recherche dans la base de données. Une variante des cartes de Kohonen appelée « cartes auto-organisatrices hiérarchiques » pourrait être utilisée à cet effet.



## CHAPITRE A.V : CONCLUSION ET PERSPECTIVES

---

Dans la continuité des travaux de recherche effectués, trois voies sont simultanément explorées.

La première est l'exploitation des mesures du radar MOSAR-4F et l'amélioration des méthodes de classification. Actuellement, un système multifréquence et multipolarisation est opérationnel sur le site d'expérimentations de Monterfil. Des campagnes de mesures successives sont ainsi prévues afin de créer une base de données de mesures sur des avions passant à heure fixe et suivant approximativement les mêmes trajectoires.

La seconde voie concerne l'amélioration et le développement des méthodes de classification et d'identification. A priori, le meilleur classifieur semble être le critère du « plus proche voisin » mais le traitement par les réseaux de neurones ne doit pas être délaissé. Il a été observé théoriquement que l'utilisation des cartes de Kohonen n'a pas apporté de meilleur résultat pour la classification. Mais une amélioration est possible. Il pourrait être notamment envisagé d'accompagner les cartes de Kohonen par un apprentissage supervisé tel que le perceptron multicouches. Cette association forme une base de classification dont la nature est hybride. L'application des cartes de Kohonen peut être envisagée pour l'extraction des traits principaux et les réseaux de neurones supervisés pourraient fournir une amélioration du potentiel de classification.

De plus, il a été constaté que le gain apporté par la transformée en ondelettes est important pour les réseaux de neurones. Elle est donc une étape intéressante pour améliorer la classification par ces réseaux. Il pourrait aussi être intéressant d'utiliser les paquets d'ondelettes qui permettent l'analyse des sous-espaces de détail du signal. Ces paquets d'ondelettes conduisent à une décomposition en sous bandes de fréquence du signal. Cet aspect multirésolution pourrait servir comme base pour une classification hiérarchique à travers les niveaux de décomposition. Ce type de classification pourrait faciliter la recherche dans la base de données. Une variante des cartes de Kohonen appelée « cartes auto-organisatrices hiérarchiques » pourrait être utilisée à cet effet [KOH95].

La dernière voie explorée est l'implantation et l'exploitation du radar MOSAR-FMCW. Actuellement, le système d'émission et de réception du radar est en cours de validation en laboratoire. Le déploiement sur le site d'expérimentations de ce système, est prévu pour le printemps 2006. Des mesures de la réponse impulsionnelle sur des cibles non-coopératives seront effectuées. Ces résultats permettront ainsi de tester les méthodes de classification et d'identification sur des représentations temporelles du signal. Une étude comparative des capacités d'identification entre les techniques multifréquence (MOSAR-4F) et à balayage (MOSAR-FMCW) sera aussi menée.

## **PARTIE B : CARACTERISATION ET MODELISATION DE LA PROPAGATION**





## CHAPITRE B.I : INTRODUCTION

---

Un autre volet de mes activités concerne la modélisation et la caractérisation des phénomènes de propagation, à l'aide de sondeurs de canaux large bande de fréquence. L'objectif est d'en étudier leur impact sur les systèmes de radiocommunications.

Historiquement, mes activités ont démarré dans la bande de fréquence HF (3 – 30 MHz). Ces travaux se sont ensuite poursuivis en parallèle avec ma thèse. Depuis ma nomination à l'Université de Rennes 1, je continue de développer cette activité en collaboration avec d'autres enseignants-chercheurs.

Au fil des années, mon intérêt s'est élargi sur le spectre de fréquences. Dans le cadre de collaborations industrielles, j'ai été amené à travailler dans les bandes VHF, UHF mais aussi EHF. Les partenaires associés à ces différentes études sont entre autres :

- Le CELAR,
- FRANCE TELECOM,
- MARTEC – SERPE-IESM (Lorient – 56),
- THALES notamment par sa division COMMUNICATIONS,
- THOMSON R&D (Rennes),
- La DGA.

En complément à ces activités, il m'a été confié différentes fonctions d'encadrement et de management :

- Animateur de l'équipe « *Propagation* » du groupe « *Communications – Propagation – Radar* » de l'IETR (UMR CNRS 6164).
- Membre du conseil scientifique du CPER « *PALMYRE : Plate-forme de développement et d'évaluation de systèmes radioélectriques* » – Responsable du sous-projet « *Caractérisation et modélisation de la propagation* »,

- Membre du groupe de travail « *Télécommunications* » du GIS TECHNET  
« *TECHnologies Nouvelles en Electronique, Electromagnétisme et Télécommunications* ».

Dans les chapitres suivants, je décris mes travaux dans le domaine de la caractérisation et de la modélisation des phénomènes de propagation, ainsi que les collaborations avec le milieu industriel.

## CHAPITRE B.II : BANDE HF

---

### B.II.1 – INTRODUCTION

Dans cette bande de fréquence, les radiocommunications utilisent principalement l'ionosphère comme milieu de propagation. L'ionosphère est une couche de l'atmosphère située approximativement entre 80 et 1000 km. Comme son nom l'indique, il s'agit d'un milieu ionisé dont la concentration électronique varie fortement en fonction de l'activité solaire. On assiste donc à des fluctuations importantes des phénomènes de propagation en fonction de l'heure, de la saison, du cycle solaire mais aussi bien sûr, de la localisation de l'émetteur et du récepteur, et de la fréquence.

Il s'agit donc d'un milieu extrêmement variable, dispersif et qui a la particularité d'être anisotrope. Toutes ces qualités en font un médium difficile à utiliser pour des radiocommunications à « haut débit », mais qui a l'avantage de permettre des transmissions très longue distance de quelques centaines à quelques milliers de kilomètres, avec des moyens techniques réduits. C'est donc une alternative extrêmement intéressante aux communications par satellites. Cette particularité en fait un milieu de propagation toujours étudié.

Dans les paragraphes suivants, mes activités en termes de modélisation, de compréhension et d'amélioration de l'utilisation du canal ionosphérique, sont présentées. L'objectif de cette étude est l'évaluation de la bande de cohérence ou de dispersion du canal ionosphérique, afin d'optimiser son exploitation sur une large bande de fréquence en permettant l'évaluation du débit maximum utilisable pour des communications numériques.

Pour mener à bien cette tâche, un modèle utilisant un profil de densité électronique réaliste de l'ionosphère a été développé. Ce modèle prend en compte les différents modes de propagation et permet une évaluation extrêmement précise des paramètres. Il a été validé par des mesures et des comparaisons avec les logiciels de référence dans le domaine.

Les résultats de cette étude ont montré que la bande de « cohérence » utilisable pour le canal ionosphérique peut être notablement augmentée en particulier si les différents modes de propagation peuvent être séparés.

Ces résultats sont ainsi à l'origine d'un important projet de l'équipe « Propagation » de l'IETR, le projet TRILION (TRansmission d'Images par Liaison IONosphérique) [PER05], dont l'objectif est de réaliser un système destiné à réaliser une visioconférence par voie ionosphérique.

Grâce aux qualités de ce modèle, d'autres études ont aussi été menées sur l'amélioration des prévisions de propagation à l'aide de méthodes de réactualisation, sur les techniques de radiolocalisation à station unique et sur l'approfondissement des connaissances des phénomènes de propagation.

Ces travaux ont fait l'objet de plusieurs publications et communications référencées [11][13][14][12][32][34][36][37][38][40][56][57][64][67][68][69][70][71][72][73][90].

## B.II.2 – MODELISATION ET PREVISION DE PROPAGATION

### B.II.2.1 – Introduction

L'ionosphère étant un milieu extrêmement variable, pour accroître la qualité d'une transmission radio, il est intéressant d'avoir une connaissance a priori des conditions de propagation. Un des objectifs de mon travail dans ce domaine, est le développement d'un logiciel de prévisions des paramètres de propagation des ondes via l'ionosphère.

Il s'agit de réaliser un logiciel évolutif pouvant fonctionner sur des machines de faible puissance (PC) et sur des systèmes opérationnels. Les contraintes de définition sont :

- L'utilisation d'un modèle réaliste de l'ionosphère,
- Un calcul rapide des paramètres de propagation,
- La prise en compte de l'anisotropie.

De nombreuses techniques ont été développées par le passé. Elles s'appuient en général sur des méthodes de « tracé de rayon » qui sont basées sur la résolution numérique des équations différentielles de Haselgrove. Ces techniques possèdent l'avantage d'être applicables même si l'on tient compte de l'anisotropie du milieu, et d'offrir la possibilité d'utiliser des profils non analytiques mais elles sont très coûteuses en temps de calcul. L'objectif de ce travail est donc de développer un modèle de profil de densité électronique permettant d'obtenir des équations de propagation facilement résolubles.

### B.II.2.2 – Modélisation du profil de densité électronique

#### *B.II.2.2.1 – Caractéristiques générales de la densité électronique*

Le trajet suivi par une onde électromagnétique, dépend de l'indice de réfraction  $n(r)$  qui est lui-même fonction de la densité électronique  $N(r)$ , avec  $r$ , l'altitude par rapport au centre de la terre. Afin de prédire les paramètres de propagation (angles d'élévation, temps de groupe et atténuations), il est nécessaire de disposer d'un modèle de densité électronique valable pour une heure, une date, une latitude et une longitude données. Pour un milieu isotrope, l'indice de réfraction est défini par :

$$n^2(r) = 1 - \left( \frac{f_p(r)}{f} \right)^2$$

Avec  $r$ , l'altitude par rapport au centre de la terre,  $f$ , la fréquence de l'onde,  $f_p$ , la fréquence de plasma, qui est reliée à la densité électronique  $N(r)$  par :

$$f_p(r) = \sqrt{\frac{N(r).e^2}{4.\pi^2.m.\epsilon_0}} \approx \sqrt{80,62 \times N(r)}$$

Avec  $e$ , la charge de l'électron,  $m$ , sa masse et  $\epsilon_0$ , la permittivité du vide.

Dans ce qui suit, le profil de densité électronique  $N(r)$  est supposé stratifié en couches, en fonction de l'altitude. Les différentes couches qui peuvent intervenir dans la modélisation, sont :

- La couche D (absorption non déviatrice),
- La couche E,
- La couche E sporadique (Es),
- La vallée d'ionisation,
- La couche F1,
- La couche F2.

Entre ces couches, le profil de densité électronique doit être continu et peut aussi décroître en fonction de l'altitude (présence de vallée d'ionisation). Les profils avec une couche E et une couche Es ne sont pas générés car ces couches sont très voisines en altitude ( $\approx 100$  à  $120$  km) et la présence de la couche Es est plus ou moins imprévisible. Dans cette étude, une seule couche, E ou Es, est modélisée avec une fréquence maximale d'ionisation variable.

#### ***B.II.2.2.2 – Modèle multi-quasi-parabolique (MQP)***

En radiocommunications HF, des modèles mathématiques ou empiriques sont utilisés. Ces modèles plus ou moins réalistes peuvent être classés suivant le nombre de couches qu'ils mettent en œuvre et la fonction mathématique qu'ils utilisent. On peut par exemple, citer les fonctions linéaires, exponentielles, paraboliques, ...

Dans le cas d'une modélisation du profil de densité avec une seule couche, seule la couche F2 est modélisée. Cette couche correspond aux densités électroniques les plus importantes. On distingue les modèles suivants :

- Chapman,
- Parabolique,
- Quasi-parabolique.

Le profil de Chapman qui s'appuie sur une représentation par des exponentielles, est intéressant car il n'introduit pas de discontinuités dans la densité électronique. Par contre, il présente l'inconvénient de ne pas conduire à des solutions analytiques pour le calcul des paramètres de propagation [BOO77]. La modélisation par des profils paraboliques a été utilisée dans de nombreuses applications, telles que les inversions d'ionogramme de rétrodiffusion. Dans cette application, un profil lui ressemblant appelé quasi-parabolique, a été préféré. Ce modèle présente l'avantage de conduire à des solutions analytiques pour le calcul des paramètres de propagation [CRO68].

La densité électronique  $N(r)$  est donnée dans ce cas par la relation :

$$N(r) = \begin{cases} N_m \cdot \left( 1 - \left( \frac{r - r_m}{y_m} \right)^2 \cdot \left( \frac{r_m - y_m}{r} \right)^2 \right) & ; \text{si } r_b < r < \frac{r_m \cdot r_b}{r_b - y_m} \\ 0 & ; \text{ailleurs} \end{cases}$$

Avec  $N_m$ , la valeur du maximum d'ionisation,  $r_m$ , l'altitude du maximum d'ionisation,  $r_b$ , l'altitude du bas de la couche et  $y_m$ , la demi-épaisseur de la couche. Un exemple de profil avec un modèle quasi-parabolique est donné à la figure ci-dessous.

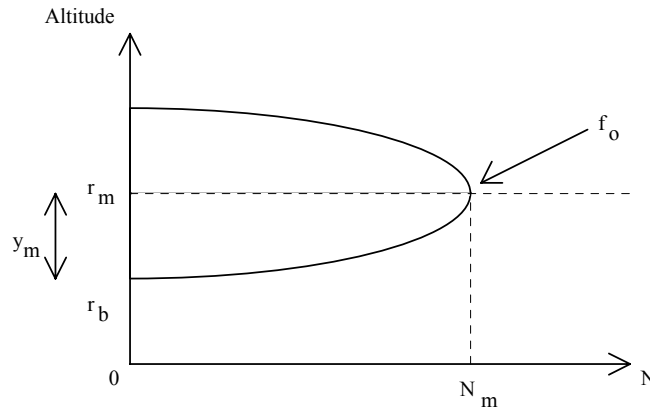


Figure 85 : Modélisation du profil de densité électronique par une couche quasi-parabolique.

On a tendance à associer un modèle à une application particulière. En communication trans-ionosphérique, le modèle de Chapman est très utilisé. Sa forme est adaptée à la lente décroissance de l'ionisation au-dessus de l'altitude du maximum d'ionisation de la couche F2. En communication sub-ionosphérique, face au nombre de modèles possibles, les critères suivants peuvent être retenus pour faire un choix :

- Continuité du modèle et de ses dérivées,
- Homogénéité du profil : même fonction de base pour représenter l'ensemble du profil,
- Nombre limité de paramètres pour représenter la fonction de base,
- Hypothèse de la terre sphérique,
- Solutions analytiques aux intégrales calculant la distance de propagation, les retards de groupe et de phase,
- Réalisme de l'ionogramme vertical simulé.

A ce stade, c'est le modèle multi-quasi-parabolique (MQP) qui a été choisi pour deux avantages essentiels : il prend en compte la sphéricité de la terre et fournit des solutions analytiques au calcul des paramètres de propagation. Un segment de quasi-parabole se définit à partir de trois paramètres ( $f_o$ ,  $h_m$ ,  $y_m$ ), respectivement, fréquence critique, altitude du maximum d'ionisation et demi-épaisseur du segment. Son inconvénient essentiel réside dans la continuité du modèle qui est uniquement sur la fonction et sa dérivée première.

Le profil de densité électronique modélisé est un profil à 8 couches constitué : d'une base, d'une couche E, d'une vallée d'ionisation, d'une couche F1, d'une couche F2 et de trois couches de liaison assurant la continuité du profil au 1<sup>er</sup> et 2<sup>nd</sup> ordre entre les couches principales.

La formulation de ce profil est la suivante [DYS68][HIL79] :

$$N(r) = \sum_{i=1}^8 N_{m_i} \cdot \left( 1 \pm \left( \frac{r - r_{m_i}}{y_{m_i}} \right)^2 \cdot \left( \frac{r_{m_i} - y_{m_i}}{r} \right)^2 \right)$$

Avec  $i$ , le numéro de la couche considérée.

Les paramètres des couches de liaison sont calculés pour assurer la continuité du profil et de sa dérivée première aux altitudes de jonction  $r_j$ , telle que [34] :

$$\begin{cases} N_i(r_j) = N_{i-1}(r_j) \\ \frac{dN_i(r_j)}{dr} = \frac{dN_{i-1}(r_j)}{dr} \end{cases}$$

Un exemple de profil simulé est donné à la figure suivante.

Le profil de densité électronique est obtenu à partir de prédictions de paramètres ionosphériques ( $f_o$ ,  $h_m$ ,  $y_m$ ) pour chaque couche (E, vallée, F1 et F2) [DIC92][DUC71][DUD74][MUG75][SHI55][TTT90]. Ces paramètres sont prédits mensuellement par différents modèles empiriques. Ces modèles sont construits à partir de bases de données CCIR et prennent en compte l'activité solaire. Des exemples de comparaison entre des prévisions des paramètres ionosphériques et des mesures, sont présentés à la page suivante [34].

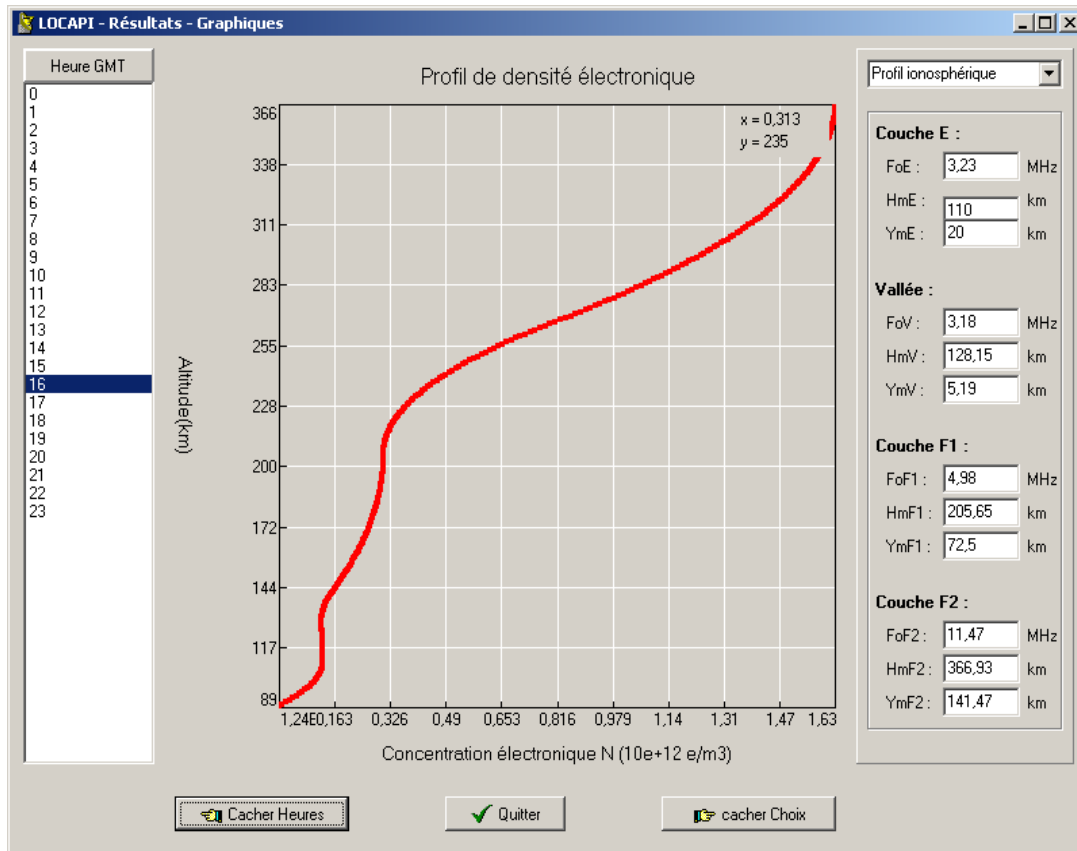


Figure 86 : Exemple de profil de densité électronique simulé, Liaison Valensole (2°E – 44°N) – Monterfil (2°W – 48°N), 16h00 TU, 04/2000.



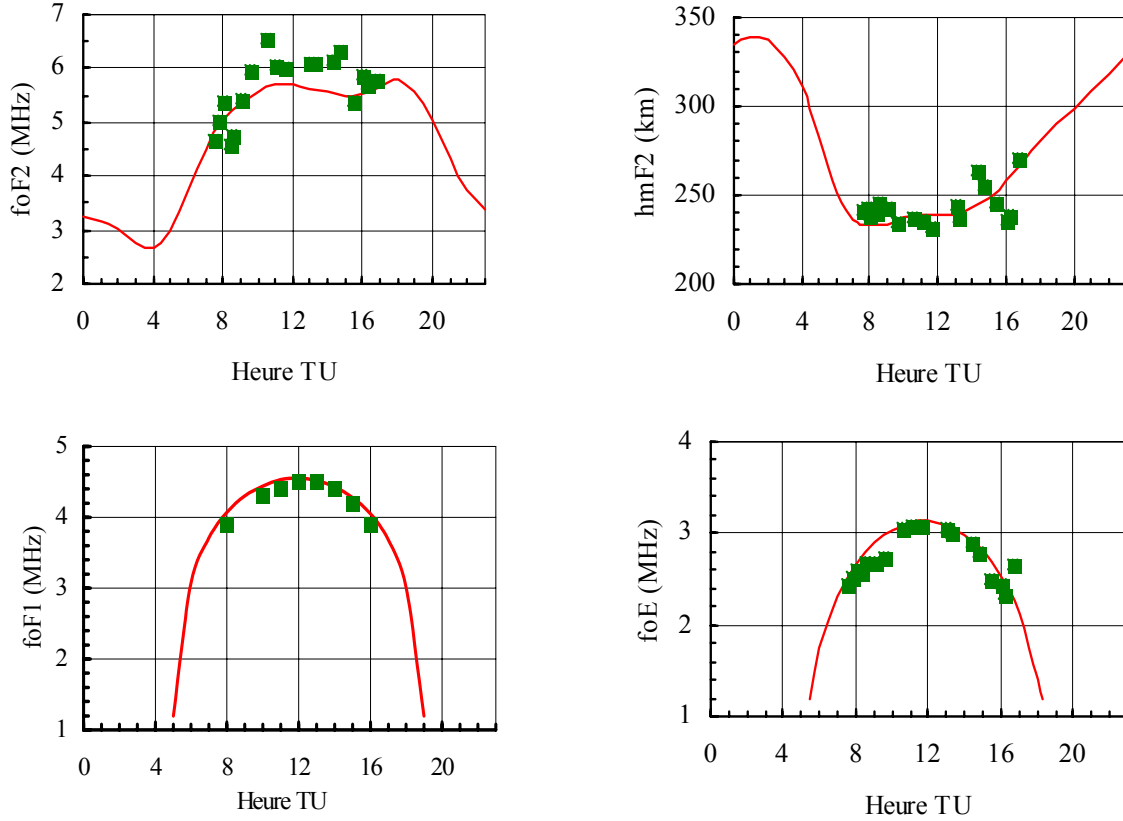


Figure 87 : Comparaisons des paramètres ionosphériques prédits et mesurés (Paris, Septembre 1994).

### B.II.2.3 – Détermination des paramètres de propagation

Si l'ionosphère est considérée comme homogène, isotrope et stratifiée sphériquement, l'expression de la distance de saut  $D$  est la suivante :

$$D = 2.r_0^2.\cos(E_0).\int_{r_0}^{r_t} \frac{r}{\sqrt{n^2(r).r^2 - r_0^2.\cos^2(E_0)}}.dr$$

Avec  $n(r)$ , est l'indice de réfraction,  $r_t$ , l'altitude de réflexion,  $E_0$ , l'angle d'élévation au sol,  $r_0$ , le rayon de la terre et  $f$ , la fréquence.

L'avantage de cette définition mathématique est qu'elle possède une solution entièrement analytique [CRO68] et peut donc être très rapidement résolue pour une fréquence et un profil de densité électronique donnés, si l'altitude de réflexion  $r_t$  est connue. Pour trouver les valeurs des angles d'élévation au sol  $E_i$  correspondant à une distance de saut  $D_0$  donnée, c'est-à-dire à une liaison émetteur/récepteur connue, la distance de saut  $D$  correspondant à une altitude de réflexion  $r_t$  donnée, est calculée. Dans cette relation,  $r_t$  et  $E_i$  sont liés par la loi de Bouguer :

$$n(r_t)r_t = r_0.\cos(E_0)$$

La connaissance de  $n(r)$  et de  $r_t$  suffit donc à déterminer les  $E_i$  donnant  $D = D_0$ . Un algorithme de convergence est appliqué à la fonction d'erreur  $\varepsilon = D - D_0$  et permet ainsi de déterminer rapidement les paramètres souhaités avec une très grande précision ( $\varepsilon < 1$  m) [13].

L'ensemble des  $E_i$  et des  $r_i$  calculé, le retard de groupe et l'atténuation ionosphérique peuvent ensuite être déterminés par les équations suivantes [CRO68][GOO92] :

$$\tau_g = \frac{2}{c} \cdot \int_{r_0}^{r_i} \frac{r}{\sqrt{n^2(r) \cdot r^2 - r_0^2 \cdot \cos^2(E_0)}} \cdot dr$$

$$L_a = 677,2 \times \sec(\alpha) \times \sum_{j=1}^N \frac{I_j}{(f + f_H)^{1,98} + 10,2}$$

Avec  $I = \max(0.1; [1 + 0,0037 \cdot R_{12}] \times [\cos(0,881 \cdot \chi)]^{1,3})$ ,  $R_{12}$ , le nombre de tâches solaires moyenné sur 12 mois,  $\chi$ , l'angle zénithal solaire,  $c$ , la vitesse de la lumière,  $\alpha$ , l'angle d'arrivée de l'onde sur la couche de réflexion,  $N$ , le nombre de bonds,  $f_H$ , la gyrofréquence et  $f$ , la fréquence en Hz.

Toutes les équations présentées ne prennent pas en compte l'influence du champ magnétique terrestre. Si nous considérons son effet, aucune solution analytique ne peut être trouvée. Une approximation peut être réalisée si on suppose que le chemin parcouru par l'onde n'est pas « trop long » [CHE90]. Dans ce cas, les résultats sans champ magnétique peuvent être considérés comme ceux obtenus pour le mode ordinaire. Le mode extraordinaire est ensuite obtenu en introduisant une « perturbation »  $\delta f$ , dépendant de la gyrofréquence  $f_H$ , sur la fréquence de transmission :

$$f + \delta f = f - \frac{1}{2} \cdot f_H$$

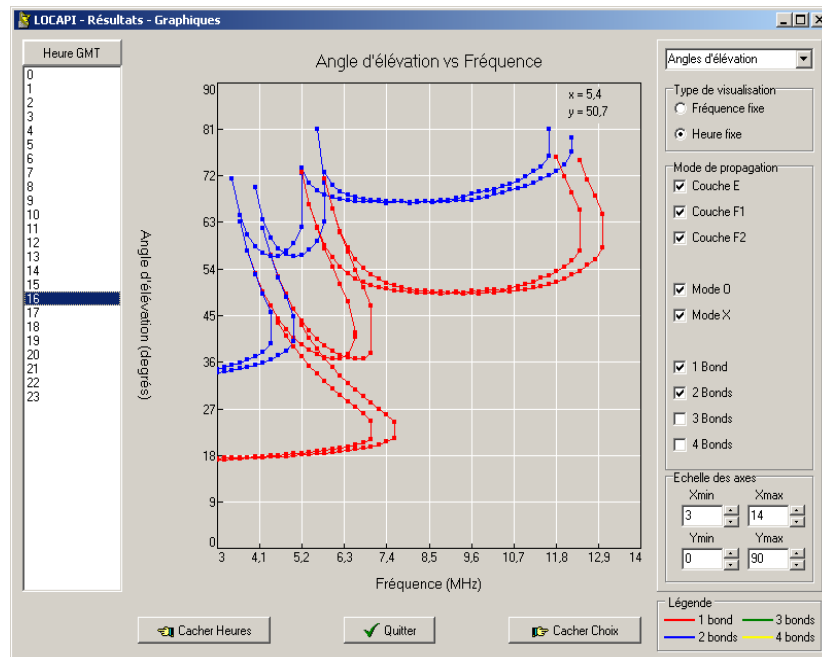
A partir de cette procédure numérique, il est alors possible d'évaluer en fonction de la date, de la fréquence et de la position de l'émetteur et du récepteur, les paramètres de propagation suivants :

- La MUF (Maximum Usable Frequency) : Fréquence maximale utilisable,
- La LUF (Lower Usable Frequency) d'occultation : Fréquence minimale utilisable,
- Les angles d'élévation,
- Les temps de groupe associés,
- Les atténuations correspondantes.

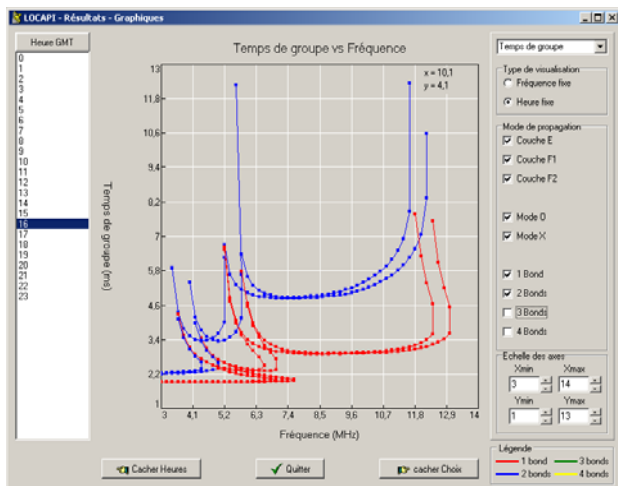
Ces paramètres sont calculés pour les couches E, F1 et F2, pour les modes O (Ordinaires) et X (eXtraordinaires) et avec des propagations possibles en 1, 2, 3 et 4 bonds. Au total, 36 modes de propagation peuvent ainsi être calculés. Quelques exemples de résultats de simulation sont présentés aux figures suivantes de la page suivante.

#### B.II.2.4 – Logiciel de prévisions de propagation : LOCAPI

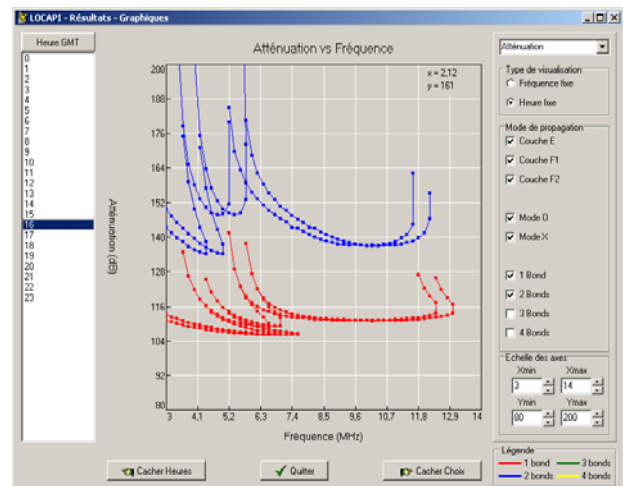
Pour donner plus de convivialité à ce logiciel, une interface graphique a été réalisée. Le logiciel ainsi développé s'appelle LOCAPI (LOGiciel de CALCul de prévisions de Propagation par voie Ionosphérique) [34]. Afin de protéger les droits de l'Université de Rennes 1, le noyau de calcul de ce logiciel a été déposé auprès de l'Agence Nationale pour la Protection des Programmes en 2001. Quelques exemples des « fenêtres » développées pour ce logiciel sont donnés aux figures suivantes. Les pages d'accueil et de configuration de la liaison sont présentées.



A) Angles d'élévation en fonction de la fréquence.

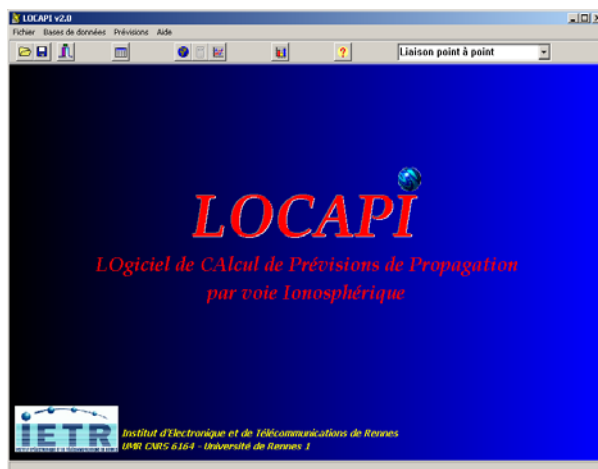


B) Temps de groupe en fonction de la fréquence.

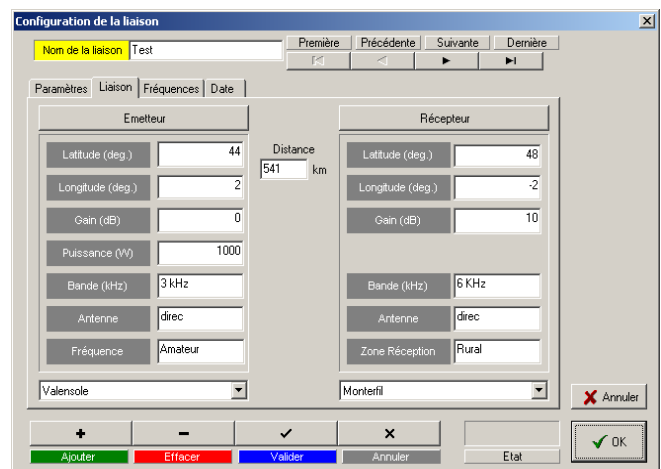


C) Atténuation en fonction de la fréquence.

Figure 88 : Exemple de prévisions de paramètres de propagation, Valensole – Monterfil, 16h00 TU, 04/2000.



A) Fenêtre d'accueil.



B) Fenêtre de configuration de la liaison.

Figure 89 : Aperçu de fenêtres du logiciel LOCAPI.

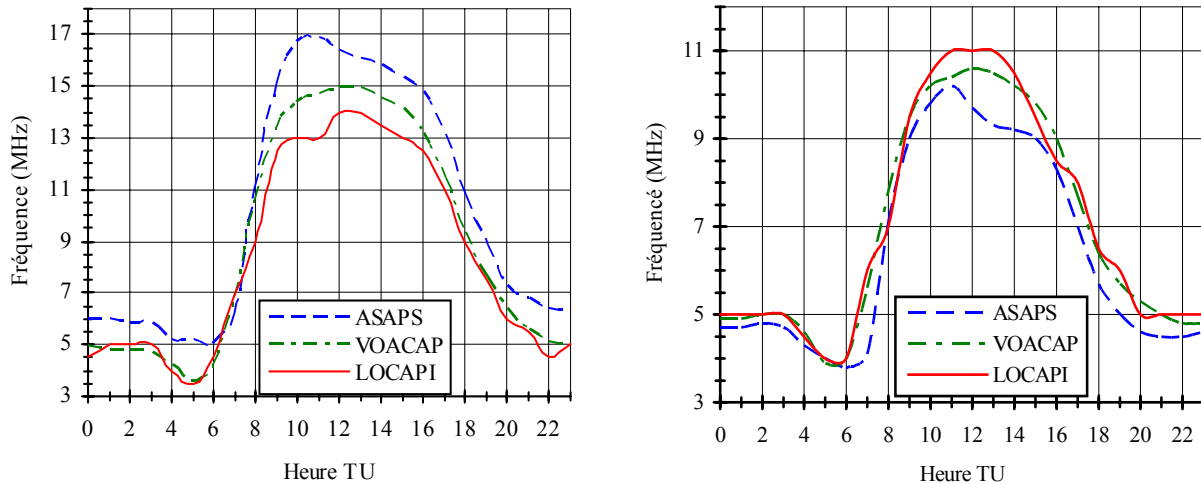
Les qualités de ce logiciel font qu'il a été implanté sur différents systèmes de la société THALES – Communications, du CNET/FRANCE TELECOM et du CELAR (Centre d'Électronique de l'Armement). De plus, dans le cadre d'un transfert de technologie soutenu par la Région Bretagne (Projet ITR - 2001), auprès de la société MARTEC – SERPE/IESM (56), une évolution de ce logiciel a été fournie permettant de prédire, entre autres, la probabilité de réception d'une bouée en fonction de sa position (latitude, longitude). Ce logiciel est destiné à équiper de nouvelles générations de radio-bouées dérivantes pour la pêche en haute mer.

### B.II.2.5 – Validation du modèle

Afin de valider ce logiciel, des comparaisons ont été effectuées avec des mesures fournies par THALES – Communications et un goniomètre de l'IETR. De plus, dans le cadre d'une étude pour le CELAR, une comparaison de ce logiciel a été faite avec les autres « produits » se trouvant sur le marché [32], à savoir :

- ASAPS (IPS – Australie) [COL92],
- VOACAP (USA) [SWE93],
- Mobile-Fixe (CNET – France Télécom) [DOC94].

Les résultats de simulation issus de ces logiciels ont été comparés entre eux ainsi que leurs paramètres d'entrée – sortie. Les comparaisons ont été faites à la fois sur de courtes et longues distances, pour des liaisons nord – sud et est – ouest, des fréquences faibles et fortes, et une activité solaire minimale et maximale. Un résultat de cette comparaison est montré aux figures suivantes.



A) Janvier 1991.

B) Janvier 1995.

Figure 90 : Exemple de comparaison sur le calcul de la MUF entre différents logiciels de propagation HF – Liaison Mazamet - Lannion.

Un bon accord sur la prévision est observé entre ces différents logiciels [32]. Par conséquent, il est difficile de conclure si un logiciel est meilleur qu'un autre, sauf dans quelques cas bien particuliers. Il a été observé au cours de cette étude, que chaque logiciel avait un domaine d'application préférentiel (goniométrie, localisation, communications, ...) mais un des avantages de LOCAPI est sa grande précision de calcul et son nombre important de paramètres de propagation prédits. Le tableau suivant donne les paramètres utiles suivant les applications désirées.

Domaine d'application	Paramètres nécessaires ou conseillés	Logiciel le plus adapté	Logiciel le moins adapté	Explications
<b>Goniométrie</b> <b>Localisation à station unique</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>nombreux trajets</li> <li>modifications des paramètres ionosphériques</li> <li>précision des résultats</li> <li>puissance émission peut être élevée</li> </ul>	<b>LOCAP</b>  <b>(VOACAP)</b>	<b>MOBILE-FIXE</b>	<p>LOCAP n'intègre pas le bilan sur les puissances mais il permet de modifier manuellement les paramètres ionosphériques et les trajets donnés sont nombreux.</p> <p>La puissance maximale autorisée par le MOBILE-FIXE est de 10 kW et il ne permet pas de modifier manuellement les paramètres ionosphériques.</p> <p>VOACAP autorise des puissances d'émission élevées (&gt; 500 kW) et il est possible de modifier manuellement les paramètres ionosphériques.</p>
<b>Radars H.F.</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>temps de groupe</li> <li>rapport signal/bruit</li> <li>atténuation</li> <li>spécifications antennes</li> <li>vitesse des calculs</li> </ul>	<b>MOBILE-FIXE</b>  <b>LOCAP (précision des calculs)</b>	<b>ASAPS</b>	<p>ASAPS ne donne pas le temps de groupe.</p> <p>Le MOBILE-FIXE possède toutes les qualités requises même si le calcul n'est pas aussi rapide qu'ASAPS mais il reste dans la majorité des cas inférieur à 1 minute.</p>
<b>Transmissions fixes H.F.</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>puissance émission peut être élevée</li> <li>rapport signal/bruit</li> <li>atténuation</li> <li>spécifications antennes</li> </ul>	<b>ASAPS</b>	<b>MOBILE-FIXE</b>  <b>(LOCAP)</b>	<p>La puissance maximale autorisée par le MOBILE-FIXE est de 10 kW.</p> <p>LOCAP ne donne pas le rapport signal à bruit et ne permet pas pour l'instant, d'entrer les diagrammes d'antennes.</p> <p>ASAPS intègre toutes les qualités demandées avec une vitesse de calculs importante (~ 1 s) permettant d'effectuer des simulations de transmissions pratiquement en temps réel.</p>
<b>Transmissions mobiles H.F.</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>rapport signal/bruit</li> <li>atténuation</li> <li>précision calculs</li> <li>spécifications antennes</li> <li>vitesses des calculs</li> </ul>	<b>MOBILE-FIXE</b>  <b>(ASAPS)</b>	<b>LOCAP</b>	<p>LOCAP ne donne pas le rapport signal à bruit et ne permet pas d'entrer les diagrammes d'antennes.</p> <p>Le MOBILE-FIXE possède toutes les qualités requises et donne des résultats plus rigoureux que ASAPS.</p> <p>ASAPS est également bien adapté pour ce domaine mais il donne des résultats moins rigoureux (élévation arrondie aux degrés près).</p>
<b>Simulations de systèmes</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>nombre de trajets importants</li> <li>modifications des paramètres ionosphériques</li> <li>spécifications des antennes (pour certains cas)</li> </ul>	<b>LOCAP</b>  <b>(VOACAP)</b>	<b>MOBILE-FIXE</b>	<p>Le MOBILE-FIXE ne permet pas de modifier manuellement les paramètres ionosphériques et il donne très peu de trajets.</p> <p>LOCAP n'intègre pas les diagrammes des antennes mais c'est celui qui calcule le plus de modes.</p> <p>VOACAP ne donne qu'un trajet mais il permet de modifier manuellement les paramètres ionosphériques et il est possible d'intégrer des diagrammes d'antennes.</p>

Tableau 7 : Potentialité des logiciels de prévisions de propagation ionosphérique suivant le domaine d'application.

### B.II.3 – APPLICATION AUX COMMUNICATIONS NUMERIQUES

Un des paramètres importants dans les communications numériques, est la bande de cohérence. Elle permet notamment d'évaluer le débit maximum utilisable dans un canal de propagation.

En propagation ionosphérique, la bande de cohérence est déterminée à partir de tous les modes de propagation et est limitée par les interférences entre les différents multi-trajets liés aux différents modes ionosphériques (propagation par les couches E, F1 et F2). En supposant un système capable de séparer ces différents modes, la bande de cohérence est alors limitée par les interférences de polarisation entre les deux modes magnéto-ioniques (O et X). Si la séparation de ces modes est possible, alors la bande de cohérence se réduit à une bande de fréquence seulement limitée par les effets de dispersion en fréquence. Alors, il est possible de définir une « bande de dispersion » qui est déterminée par la Pente de la variation du Temps de Groupe en fonction de la Fréquence (PTGF) [MIL82].

Il est possible, à partir du logiciel LOCAP, d'évaluer cette « bande de dispersion », en déterminant la pente du temps de groupe en fonction de la fréquence [11][12][44]. Cette évaluation est possible grâce à la très grande précision de focalisation de la fonction d'erreur  $\varepsilon = D - D_0$ . Les résultats présentés dans les figures suivantes, sont définis pour  $\varepsilon < 1$  m et un pas en fréquence  $\Delta f$  de 0,2 MHz. La figure suivante présente un exemple d'estimation de ce paramètre en  $\mu\text{s}/\text{kHz}$ .

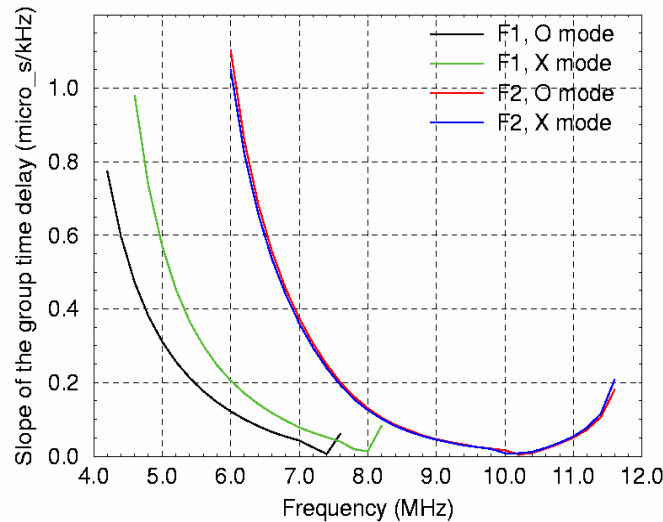


Figure 91 : Estimation de la pente du temps de groupe en fonction de la fréquence  
Liaison Valensole (2°E – 44°N) – Monterfil (2°W – 48°N), 12h00 TU, 02/1998.

L'examen de cette courbe montre que la pente du temps de groupe diminue en fonction de la fréquence, jusqu'à un minimum avant de ré-augmenter. Il existe alors une fréquence porteuse optimale pour laquelle la dispersion sera la plus faible et autour de laquelle la bande disponible est la plus importante. En connaissant le retard inter-symboles maximum admissible par un système de radiocommunications, il est alors possible d'évaluer la bande de dispersion qui correspond à la bande de cohérence pour un système capable de séparer les différents modes de propagation ionosphérique. On peut ensuite en déterminer quel doit être le débit binaire maximum pour une modulation donnée.

La variation du PTGF a été étudiée en fonction des paramètres ionosphériques et notamment  $f_{oF2}$  et  $h_{mF2}$ .

Les courbes ci-dessous présentent un exemple de résultats obtenus. On peut constater que la bande de fréquence utilisable augmente avec  $f_{oF2}$ . Le phénomène inverse est observable avec  $h_{mF2}$ . La même étude a été réalisée sur la demi-épaisseur de la couche F2,  $y_{mF2}$ , et il a été constaté que ce paramètre a peu d'influence sur le PTGF. Ceci est dû à la méthode de construction du profil de densité électronique pour lequel la hauteur de jonction entre la couche de liaison et la couche F2 n'est pas fixe mais varie afin de maintenir la continuité au premier ordre du profil.

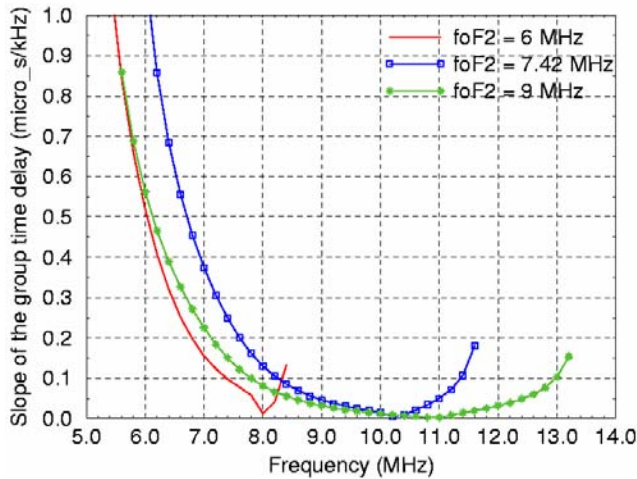


Figure 92 : Influence du paramètre ionosphérique  $f_{oF2}$  sur le PTGF (mode O).

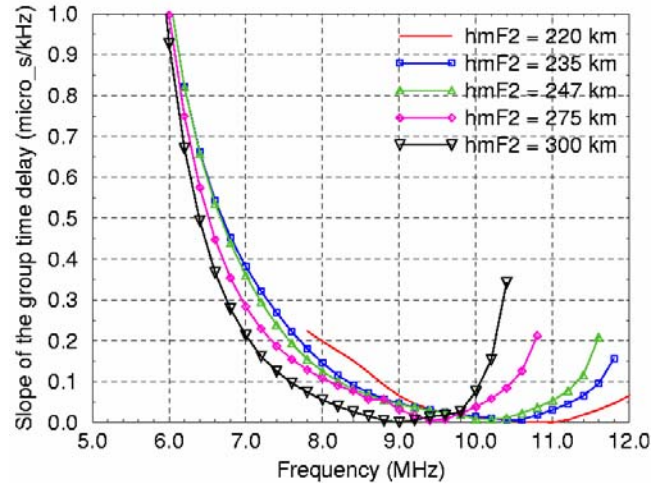


Figure 93 : Influence du paramètre ionosphérique  $h_{mF2}$  sur le PTGF (mode X).

Les résultats de cette étude ont montré que la bande de « cohérence » utilisable pour le canal ionosphérique peut être notablement augmentée si les différents modes de propagation peuvent être séparés. Ces résultats sont ainsi à l'origine d'un important projet de l'équipe « Propagation » de l'IETR, le projet TRILION (TRansmission d'Images par Liaison IONosphérique) [PER05], dont l'objectif est de réaliser une visioconférence par voie ionosphérique.

## B.II.4 – REACTUALISATION DE PROFILS DE DENSITE ELECTRONIQUE

### B.II.4.1 – Introduction

Le milieu ionosphérique, caractérisé par son profil de densité électronique en fonction de l'altitude, présente une grande variabilité spatiale et temporelle. L'obtention de ce profil se fait actuellement :

- Soit à partir d'une modélisation s'appuyant sur de nombreuses données acquises antérieurement,
- Soit à partir de mesures de temps de propagation obtenues par des sondeurs verticaux ou obliques,
- Soit par l'utilisation de techniques d'inversion d'ionogrammes dans le cas des radars HF.

L'opération qui consiste à passer des mesures de temps de propagation au profil de densité électronique est appelée « inversion ». Actuellement, quelques techniques visant à évaluer en temps réel, le comportement de l'ionosphère, existent. Ces techniques sont regroupées sous le vocable RTCE (Real Time Channel Evaluation) [DAR86]. Comme ce nom l'indique, elles visent à caractériser le canal de transmission et ne nécessitent pas a priori la détermination du profil de densité électronique.

La technique qui est présentée ici, est appelée « évaluation du profil de densité électronique en temps réel » ou RTEPE (Real Time Electronic Profile Evaluation), ou encore « réactualisation » [14][38][40].

#### B.II.4.2 – Méthodologie

L'objectif de ce travail est d'explorer une approche mixte de réactualisation du profil de densité électronique s'appuyant à la fois sur des modèles de prévisions de propagation, c'est-à-dire de profil, qui initialise l'inversion et sur des mesures d'angles d'élévation et /ou de temps de groupe à partir de liaisons connues et sur un nombre de fréquences limité. Le principe de la réactualisation sur les angles d'élévation, est donné figure suivante :

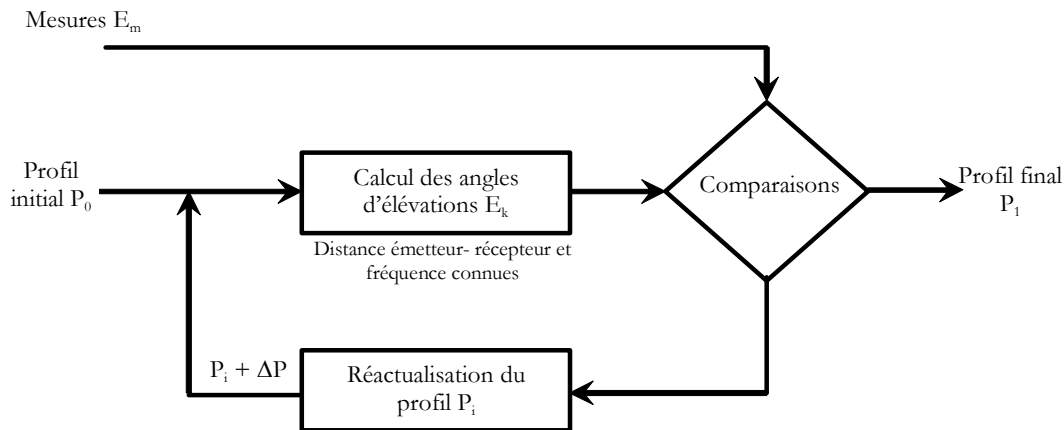


Figure 94 : Principe de la réactualisation sur les angles d'élévation.

Avec  $E_m$ , les résultats d'observation (angles d'élévation),  $P_i$ , les paramètres ionosphériques,  $P_0$ , le profil initial issu des prévisions et  $P_1$ , le profil réactualisé.

Le profil à réactualiser est composé de trois couches (E, F1 et F2) et d'une vallée d'ionisation, soit 12 paramètres ( $f_{oi}$ ,  $h_{mi}$ ,  $y_{mi}$ ).

Pour simplifier la réactualisation, il est nécessaire de diminuer le nombre d'inconnues. Plusieurs remarques peuvent être faites sur les méthodes de prévisions des paramètres ionosphériques :

- Les paramètres de la vallée d'ionisation sont étroitement liés à la couche E. La réactualisation de cette dernière modifie donc la vallée,
- La fréquence critique de la couche E,  $f_{oE}$ , est relativement bien prédite. L'erreur est de l'ordre de  $\pm 0,1$  MHz,
- La fréquence critique de la couche F1,  $f_{oF1}$ , est aussi relativement bien prédite. Son erreur est de l'ordre de  $\pm 0,15$  MHz.

Dans les méthodes de réactualisation, les paramètres de demi-épaisseur des couches,  $y_{mi}$ , ne sont pas utilisés car ils n'ont de réalité que pour la modélisation multi-quasi-parabolique. Ce ne sont pas des paramètres « physiques ». Ils sont ici un dernier degré de liberté permettant la construction du profil pour certains cas délicats, notamment en ce qui concerne  $y_{mF1}$ . De plus, nous avons montré que la demi-épaisseur de la couche E,  $y_{mE}$ , n'apporte pas d'erreurs importantes sur les paramètres de propagation, car la réflexion sur cette couche peut en première approximation être considérée comme « métallique ».



D'un autre point de vue, les prévisions ne tiennent pas compte de l'atténuation du signal lors de son parcours. La probabilité d'apparition des trajets dits « hauts » étant très faible, ceci nous pousse à ne pas les prendre en considération dans la procédure de réactualisation.

Un autre aspect est la prise en compte des couches E sporadiques. Les paramètres de ces couches sont imprévisibles et leur probabilité d'apparition, inconnue. Le moyen de détection disponible pour ces couches est la comparaison entre les prévisions de propagation et les mesures. Lorsqu'un trajet par une couche E est identifié et non prédit, il peut être conclu à la présence d'une couche Es. La fréquence critique de la couche E est alors incrémentée jusqu'à l'apparition de ce trajet.

Finalement, le dernier aspect du traitement de la réactualisation est la prise en compte de l'anisotropie. Du fait, de l'approximation faite dans la détermination des paramètres de propagation, notamment pour le mode X, la réactualisation s'effectue principalement sur le mode ordinaire. Si ce dernier n'existe pas, le mode X est alors utilisé.

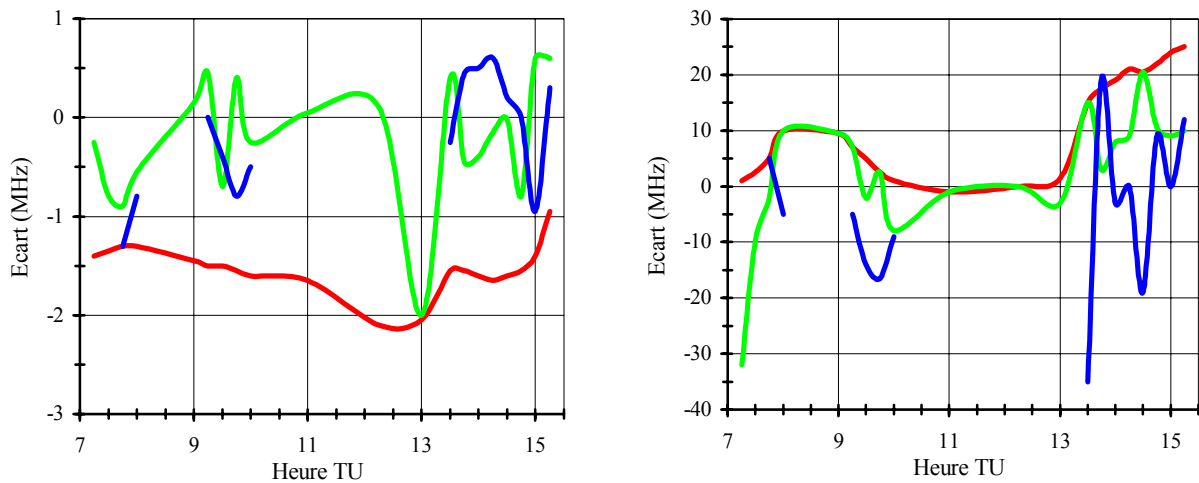
En conclusion, les paramètres qu'il est nécessaire de réactualiser, sont :

- Pour la couche E :  $h_{mE}$  et si une couche Es est présente,  $f_{oE}$ ,
- Pour la couche F1 :  $h_{mF1}$ ,
- Pour la couche :  $h_{mF2}$  et  $f_{oF2}$ .

Cela réduit donc le nombre d'inconnues à quatre, ou cinq dans le pire des cas, par rapport à douze initialement. Il n'y a qu'un seul paramètre à réactualiser par couche sauf pour la couche F2. Une ambiguïté existe donc dans la parité entre les paramètres  $f_{oF2}$  et  $h_{mF2}$ .

#### B.II.4.3 – Résultats de réactualisation

Un exemple de résultats de réactualisation est donné à la figure suivante. L'écart entre des mesures réalisées par un sondeur ionosphérique du CNET – France Télécom se situant à Poitiers, et les résultats de simulations issus des prévisions et de deux méthodes de réactualisation, est présenté.



A) Fréquence critique  $f_{oF2}$ .

B) Altitude du maximum d'ionisation  $h_{mF2}$ .

Figure 95 : Différence entre les paramètres prédits et réactualisés pour la couche F2 – Liaison Cholet – Coulommiers, 21/05/92, (— Prévisions, — Méthode A, — Méthode B).

L'observation de ce résultat montre une amélioration de l'estimation de la fréquence critique de la couche F2,  $f_{oF2}$ , par rapport à la prévision.

A l'issue de ces tests de réactualisation, de nombreux problèmes restent à régler et quelques remarques peuvent être faites :

- Tout d'abord, l'identification du trajet de propagation peut dans certains cas, être difficile :

Cela peut provoquer des variations très importantes en un temps très court, sur la valeur du paramètre réactualisé.

- Ensuite, chaque couche ionosphérique est définie principalement par deux paramètres, par exemple  $f_{oF2}$  et  $h_{mF2}$ , l'altitude du maximum d'ionisation pour la couche F2. A partir de ce couple de valeurs, il est alors possible de trouver un très grand nombre de solutions assurant la propagation entre l'émetteur et le récepteur :

Pour lever cette ambiguïté, une méthode possible est la mesure du taux d'occupation spectrale pour en déduire une valeur moyenne de  $f_{oF2}$ . Il a été montré que l'enveloppe des spectres mesurés dans la bande HF, est caractérisée par un polynôme, qui ajuste la probabilité d'occupation à 5 %, et dont le point d'inflexion situé dans le haut de la bande, peut être associé à une fréquence de coupure [LES94]. La corrélation des variations temporelles de cette fréquence avec les valeurs prises pour  $f_{oF2}$ , met en évidence une forte corrélation. Cette corrélation nous permet d'envisager l'estimation et la prédiction d'une valeur moyenne de  $f_{oF2}$  à partir de la mesure des signaux à la réception. Une autre possibilité est l'utilisation de données issues des stations GPS dispersées à travers le monde. Ces données sont disponibles sur le Web. Elles permettent d'évaluer le CET, ou Contenu Electronique Total, qui peut être ensuite approximativement assimilé à la fréquence critique de la couche F2,  $f_{oF2}$ .

- Les gradients ionosphériques ne sont pas pris en compte dans le calcul de prévisions, ces phénomènes pouvant apporter des variations non négligeables sur les paramètres de propagation :

Pour cela, deux approches peuvent être distinguées. Tout d'abord, celle qui utilise les gradients dans le calcul des paramètres de propagation. Dans ce cas, un gradient moyen est prédit à partir de surfaces d'iso-densité électronique déterminées par les logiciels de prévisions ionosphériques [EDJ94]. Les paramètres de propagation peuvent être ensuite calculés par une technique de décalage du centre de la terre [FOL68]. La réactualisation s'effectue ensuite normalement. La deuxième approche est la prise en compte dans les mesures des effets des gradients ionosphériques. Les ondes captées par les antennes, peuvent être caractérisées par deux angles, l'élévation et l'azimut. Dans le cadre de la réactualisation, seul l'angle d'élévation est utilisé. Le gradient ionosphérique prépondérant, est donc l'horizontal. Ainsi, à partir de la déviation entre les azimuts mesuré et théorique, la méthode calcule le gradient ionosphérique correspondant et détermine la déviation qu'il apporte sur l'angle d'élévation [36]. L'angle est ensuite corrigé et c'est sur cet angle que s'effectue la réactualisation

- L'élimination de l'effet des ondes de gravité :

Ces ondes de gravité de moyenne échelle provoquent des variations des paramètres de propagation, notamment pour les trajets de la couche F2. Ces variations instantanées vont être à l'origine de différences non négligeables dans la réactualisation, pour deux mesures très proches temporellement. Afin de se protéger contre ces fluctuations, une intégration des paramètres de propagation sur une dizaine de minutes fournira une valeur moyenne qui sera plus stable en temps. Cette stabilité temporelle pourra conduire par la suite, à la constitution de fichiers « d'aide à la réactualisation » dans lesquels seront stockés les résultats des réactualisations précédentes.

- La précision de la réactualisation dépend en premier lieu de la précision de la goniométrie (ou de la mesure du temps de groupe) :

Il faut donc améliorer la précision des mesures. Cela passe par une meilleure modélisation des antennes et un filtrage de polarisation approprié.

- Finalement, la connexion de la technique RTEPE au problème de LSU (Localisation à Station Unique) est directe.

Une fois le profil réactualisé sur une liaison connue, la goniométrie d'un émetteur inconnu permettrait ensuite une meilleure localisation en utilisant un profil amélioré. Ceci suppose une certaine cohérence spatiale de l'ionosphère, cohérence qui n'est pas toujours vérifiée.

## B.II.5 – LOCALISATION A STATION UNIQUE

### B.II.5.1 – Introduction

Le dernier volet de mes activités dans la bande HF, concerne les techniques de localisation à station unique.

Les moyens usuels de radiolocalisation utilisent des techniques de triangulation horizontale pour déterminer la position d'un émetteur non coopératif. Seul l'azimut est déterminé. Il est donc nécessaire de disposer d'au moins deux stations réceptrices pour faire la localisation.

Dans cette approche, l'objectif est de n'utiliser qu'un seul récepteur et de faire une triangulation verticale. Une mesure des angles d'élévation et d'azimut est réalisée par le goniomètre. Ces résultats sont ensuite comparés à des estimations de la distance parcourue en fonction de l'angle d'élévation, ce qui revient à retracer en sens inverse le chemin parcouru par les ondes.

### B.II.5.2 – Calcul de la distance de saut

Les distances émetteur/récepteur sont calculées pour un angle d'élévation  $E_x$  variant de  $0^\circ$  à  $90^\circ$  avec un pas constant. L'itération est faite sur l'angle d'élévation à partir duquel est calculée l'altitude de réflexion. Pour la première itération, nous fixons l'angle  $E_x$  et l'altitude de réflexion  $r_t$  à la base du profil, soit :

$$r_t = r_b, \text{ altitude de la base du profil.}$$

A partir de  $r_t$ , l'angle d'élévation associé est calculé à l'aide de la relation de Bouguer :

$$E_0 = \arccos\left(\frac{n(r_t) \cdot r_t}{R_0}\right)$$

L'altitude de réflexion est ensuite modifiée jusqu'à ce que l'erreur ( $\delta = E_x - E_0$ ), soit inférieure à  $10^{-2}$ . Lorsque cette condition est vérifiée, la distance de saut  $D$  est calculée. Une itération est ensuite faite sur l'angle d'élévation jusqu'à  $90^\circ$  mais cette fois, l'altitude de réflexion de départ est prise égale à celle déterminée pour l'angle précédent. C'est à dire :

$$r_t = r_{t-1}$$

Cette méthode permet ainsi de tracer des courbes pouvant être utilisées dans des procédures de LSU (Localisation à Station Unique) et permet par exemple, d'interpréter certains résultats, notamment sur les phénomènes de dispersion des paramètres de propagation pour des liaisons en multibonds.

Dans les figures suivantes, des exemples de courbes donnant la distance en fonction de l'angle d'élévation et du retard de groupe, sont présentés. Les calculs sont faits pour les modes Ordinaire et eXtraordinaire.

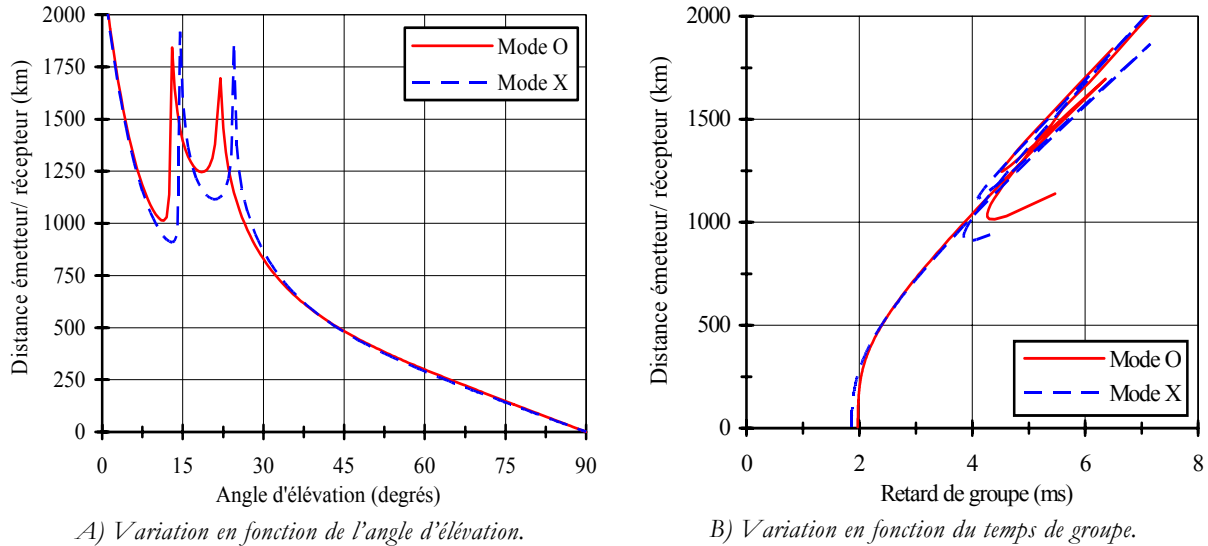


Figure 96 : Exemple de variation de la distance émetteur – récepteur en fonction de l'angle d'élévation et du temps de groupe –  $f = 9,25 \text{ MHz}$ , 14h20 TU, 12/1991.

### B.II.5.3 – Limitations

Une des difficultés dans cette technique est la détermination du nombre de bonds de propagation réalisés par l'onde. En effet, il est extrêmement difficile de savoir si l'angle mesuré correspond à une propagation en un ou plusieurs bonds. Une possibilité pour lever cette ambiguïté est l'étude de la dispersion des mesures en fonction du temps [37].

En effet, l'examen des courbes de mesures suivantes fournies par le CNET – France Télécom, montre que l'écart type des mesures est relativement faible pour des propagations en un seul bond. Cet écart type augmente lorsque la propagation s'effectue par un double bond puis rediminue lorsque le nombre de bonds est supérieur.

Il est clairement visible que les traces correspondant à un trajet en un bond (1E, 1F1 ou 1F2) sont très nettes. Elles laissent parfois apparaître la présence de deux modes liés à l'anisotropie. Dans le cas des trajets par double bonds une grande dispersion des valeurs est observée (cette dispersion atteint 0,5 ms dans de nombreux cas, pour des valeurs de  $\tau_g$  de l'ordre de 5 ms). On peut constater sur l'ionogramme oblique que la dispersion croît lorsque l'on s'approche de la fréquence critique.

Ce phénomène s'explique par l'inclinaison (gradients ionosphériques, sol) des différents points de réflexion. En effet, lorsque la propagation s'effectue en 2 bonds, le nombre de combinaisons possibles pour assurer la liaison entre un émetteur et un récepteur, pour le trajet de l'onde est nettement plus important que dans le cas d'une propagation par un seul bond, ce qui explique la dispersion des points de mesures. Ensuite, lorsque le nombre de bonds augmente, la probabilité de focalisation devient nettement plus faible et la dispersion des mesures va alors en diminuant.

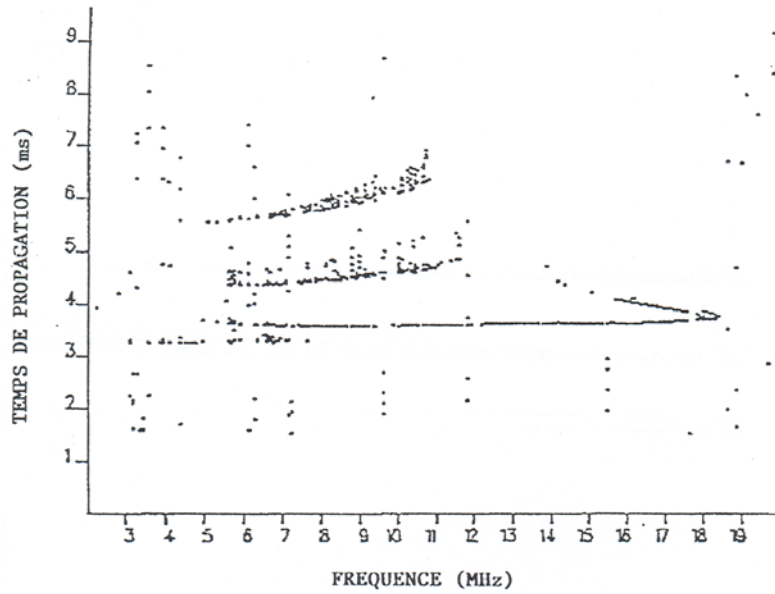


Figure 97 : Ionogramme oblique, Liaison Toulon - Lannion, 05 Décembre 1991, 15h35.

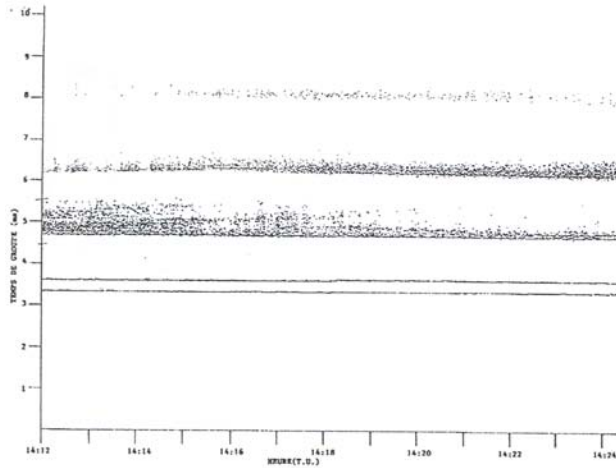


Figure 98 : Temps de groupe en fonction de l'heure (TU) – Liaison Toulon - Lannion,  $f = 9,25$  MHz, 03 décembre 1991.

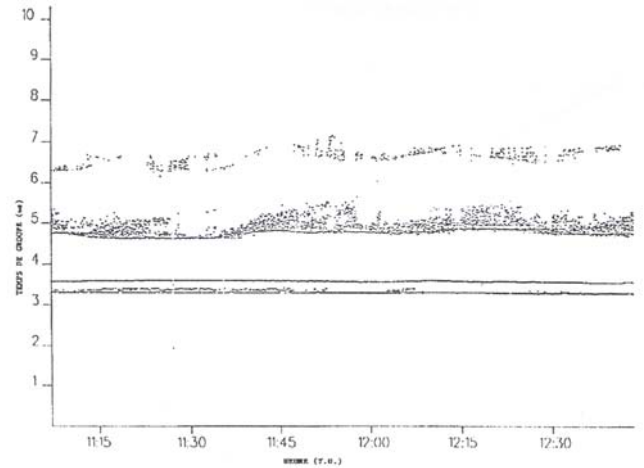


Figure 99 : Temps de groupe en fonction de l'heure (TU) - Liaison Toulon - Lannion,  $f = 10,71$  MHz, 11 décembre 1991.

Pour les liaisons par simple bond, la distance émetteur-récepteur  $D_{ER}$  connue, permet de déterminer le temps de groupe correspondant. Pour les liaisons par double bond, si  $D_1$  et  $D_2$  sont les distances de saut correspondantes, on doit avoir :

$$D_{ER} = D_1 + D_2$$

De plus, si on suppose une réflexion spéculaire au sol, avec un plan de pente  $\alpha$  par rapport à l'horizontale locale et si on utilise les notations de la figure suivante, ceci conduit à la contrainte supplémentaire :

$$E_r = E_i - 2\alpha$$

Si les 2 conditions exprimées par les deux relations précédentes sont réunies, alors il peut y avoir liaison. Ceci conduit à plusieurs solutions.

Le milieu ionosphérique est en mouvement permanent. Il y a donc une modification permanente des conditions de propagation et en particulier des conditions de réfraction. On conçoit alors que les points de réflexion répondant aux 2 relations se déplacent sur la surface du sol.

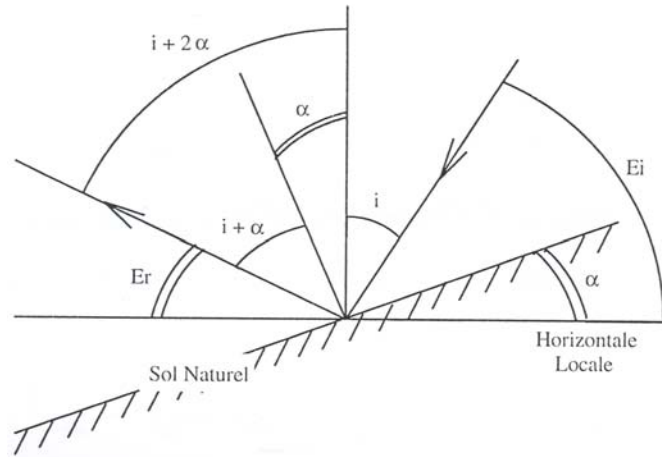


Figure 100: Géométrie de la Réflexion sur un Sol Incliné.

La contrainte liée à la pente du terrain fait que la position du point de réflexion peut par exemple « grimper » le long d'une colline de pente  $\alpha$ , puis arrivant au sommet, « sauter » à une colline voisine ayant la même pente. Ceci expliquerait la structure en feuillets observée sur les courbes  $\tau_g(t)$ , chaque feuillet correspondant à une réflexion.

## B.II.6 – CONCLUSIONS PRELIMINAIRES

La modélisation multi-quasi-parabolique utilisée permet une bonne représentation du profil de densité électronique et une détermination rapide, avec une bonne précision, des paramètres de propagation (angles d'élévation, retards de groupe, atténuations, MUF, LUF d'occultation).

Il est ainsi possible de caractériser le canal sur une large bande de fréquence en évaluant la bande de dispersion, qui est équivalente à la bande de cohérence par trajet de propagation. Pour un système de communications capable de séparer ces différents modes, la bande de transmission utilisable est donc nettement plus importante et permet d'envisager la transmission de vidéo par voie ionosphérique. Ces conclusions sont à l'origine du projet TRILION de l'équipe « Propagation » de l'IETR, autour duquel deux thèses ont été soutenues et a conduit à la réalisation d'un démonstrateur temps réel.

Par contre, des améliorations peuvent encore être apportées :

- La réactualisation ne s'effectue que sur les angles d'élévation. Une réactualisation conjointe sur les angles d'élévation et les temps de groupe permettrait peut être d'améliorer la qualité de l'évaluation des paramètres ionosphériques et de stabiliser l'ambiguïté liée à la parité des paramètres  $f_oF2$  et  $h_mF2$ .
- La prise en compte des gradients ionosphériques. Ces gradients apportent une déviation à la fois sur les angles d'élévation et d'azimuts mesurés. La correction de ce phénomène peut s'effectuer de deux manières. La première est la prévision des iso-densités autour du point de réflexion qui permettrait d'évaluer l'angle d'inclinaison des couches et ainsi, de corriger la modélisation par une technique de décalage du centre de la terre. La deuxième possibilité est la correction de l'angle d'élévation à partir de l'erreur commise sur la mesure de l'angle d'azimut. Une fois cette correction effectuée, la réactualisation peut se faire. L'expérience acquise et le degré de développement du modèle font que la première solution est difficilement envisageable. La deuxième semble être plus adéquate.

- La diminution de l'influence des ondes de gravité. Ces ondes présentent une période d'une vingtaine de minutes. Une moyenne temporelle sur cette durée permettrait de limiter les fluctuations liées à ces ondes. La création d'une « base de données réactualisées » permettrait aussi de stabiliser la réactualisation en prenant en compte les résultats précédents.

La modélisation a aussi montré sa capacité à la localisation à station unique. L'intégration de ces améliorations dans le modèle devrait ainsi permettre d'accroître significativement la précision de cette localisation.

## CHAPITRE B.III : BANDE UHF

---

### B.III.1 – INTRODUCTION

Pour les concepteurs et les utilisateurs des systèmes de radiocommunications, la connaissance du canal de propagation est essentielle. En effet, ces systèmes sont appelés à fonctionner dans des environnements de plus en plus hostiles. Il est important de connaître les mécanismes de propagation dans la bande de fréquence considérée pour déterminer leur influence sur les performances des systèmes de radiocommunications. L'extraction d'un modèle de propagation à partir de résultats de mesure permet d'identifier les principaux paramètres qui déterminent les performances d'un système de radiocommunications (zones de couverture, débit maximum des données pour une qualité imposée, ...).

L'évolution des systèmes de radiocommunications et les difficultés rencontrées pendant leur installation ou exploitation dans différents environnements peuvent motiver la réalisation d'études théoriques, de simulateurs ou de mesures pour mieux appréhender la connaissance des conditions de propagation et contourner ces difficultés en minimisant les coûts d'exploitation.

L'étude théorique peut notamment s'effectuer en utilisant les équations de Maxwell et une bonne description du site considéré. Mais le volume et la complexité des calculs sont la plupart du temps trop importants.

Afin de réduire le volume des calculs, il est possible d'utiliser les propriétés des ondes électromagnétiques qui, à des fréquences suffisamment élevées, se comportent comme des rayons optiques [MAC91]. Dans ce cas, il n'est plus nécessaire de calculer les champs électromagnétiques dans tous les points de l'environnement considéré. Par contre, le problème de la description du site reste assez difficile. Pour diminuer le volume des calculs, il faut simplifier la description du site (maillage, nature des matériaux, rugosité des surfaces, ...). Une autre simplification souvent utilisée est la limitation du nombre de réflexions effectuées par un trajet qui relie les antennes d'émission et de réception. Ces simplifications introduisent une certaine imprécision des résultats. Dans ce cas, les calculs théoriques doivent être confirmés par mesure.



De plus, un phénomène intervenant dans l'étude de la propagation est la variabilité dans le temps du canal de transmission. Pour le canal radio-mobile par exemple, une antenne est placée sur un mobile qui est entouré par d'autres mobiles. Les piétons dans la rue ou les mouvements du feuillage des arbres contribuent au caractère variant dans le temps du canal radio-mobile. Pour un observateur extérieur, tous ces mouvements sont pratiquement aléatoires. Seules les mesures et l'analyse statistique des données stockées peuvent fournir une information objective. Par conséquent, la seule description de l'environnement considéré ne permet pas de tenir compte de l'intensité et de la fréquence des mouvements. Seules les mesures peuvent caractériser ces mouvements.

Pour connaître toutes les caractéristiques d'un canal de propagation à une fréquence donnée, il est donc nécessaire d'effectuer des mesures. L'utilisation d'un sondeur de canal permet ainsi d'appréhender les différents phénomènes de propagation.

Les publications et communications effectuées dans ce domaine, sont référencés [2][3][15][17][19][58][59][75][77][78][81][82][83][84][87].

## **B.III.2 – CARACTERISATION DU CANAL DE PROPAGATION**

### **B.III.2.1 - Introduction**

C'est dans ce cadre que se situent mes travaux sur la caractérisation et de la propagation radioélectrique dans les canaux radio mobiles. Ils concernent à la fois, le canal urbain (outdoor), le canal intra-bâtiment (indoor) et la pénétration dans les bâtiments (outdoor/indoor). Cette modélisation repose sur des campagnes de mesures nécessitant le développement de différents sondeurs de canaux, et sur une formulation mathématique des phénomènes de propagation. Le but de ces modèles est d'aboutir à une prédiction des performances d'un système de transmission.

Un premier modèle a été développé dans le cadre d'une étude pour le CELAR (Centre d'Electronique de l'Armement), afin d'évaluer la diminution du rayonnement électromagnétique d'un ordinateur par l'utilisation de polices de caractères de type « Tempest » [58][59][87]. Ce modèle a ensuite été étendu à différents canaux de propagation.

En 2002, le CPER « *PALMYRE - Plate-forme de développement et d'évaluation de systèmes radioélectriques* », a débuté. Ce projet a pour objectif la construction d'une plate-forme commune de développement et d'évaluation de systèmes radioélectriques [19]. Cette plate-forme doit prendre en compte les contraintes liées aux systèmes de radiocommunications à grand nombre d'utilisateurs et à très haut débit, sans négliger l'optimisation des ressources spectrales. Dans ce cadre, les techniques de transmission « MIMO » (Multiple Input – Multiple Output), utilisant plusieurs antennes à l'émission et à la réception, sont étudiées et testées et des bases de données sur la propagation sont créées. Par ailleurs, la mise en œuvre de cette plate-forme permet de renforcer d'une manière déterminante le potentiel d'expérimentation des différents pôles de recherche de la Région Bretagne, dans le secteur des télécommunications. Elle leur offre aussi la possibilité de participer à des projets de recherche nationaux ou européens, en partenariat avec le monde industriel. Plusieurs partenaires sont réunis sur ce projet :

- Le LESTER (Université de Bretagne Sud),
- Le MO-LEST et TAMCIC (ENST Bretagne),
- L'IETR (INSA),
- L'IETR (Université de Rennes 1).

En tant que membre du conseil scientifique et responsable du sous-projet 3 sur la « *Caractérisation et modélisation de la propagation* » de ce CPER, je poursuis des travaux d'étude et de caractérisation de la propagation dans les bandes HF, VHF et UHF. Les objectifs liés à ce sous-projet sont d'étudier les différents phénomènes de propagation afin d'évaluer leurs impacts sur la qualité d'une liaison radio en termes de rapport signal à bruit, débit numérique, élimination des évanouissements et des échos, ....

Pour mener à bien cette tâche, deux actions sont et ont été réalisées dans la bande UHF :

- La première consiste en l'utilisation d'un sondeur de canal PRBS SIMO disponible au sein de l'IETR : le SARACOM,
- La seconde concerne le développement d'un sondeur de canal FM-CW MIMO.

### **B.III.2.2 – Sondage de canal par la technique PRBS**

#### ***B.III.2.2.1 – Introduction***

L'arrivée des systèmes de transmission radio-mobile de type UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) nécessite le développement d'instrumentations spécifiques à l'analyse du canal de propagation pour un déploiement optimisé. L'apparition de systèmes adaptatifs à diversité, destinés à éliminer les phénomènes de « fading », ont fait ressortir un besoin pour des systèmes d'antennes (ou capteurs) montées en réseau, de plus en plus élaborés. Pour les concepteurs et installateurs, il devient important de pouvoir étudier, simultanément sur chacun de ces capteurs, le comportement du canal de propagation dans la bande considérée, de manière à mieux dimensionner les éléments constituant le système et à optimiser les traitements associés. Le sondage de canal multi-capteurs apparaît alors comme une opération déterminante dans les choix techniques, aussi bien pendant la mise au point de ces systèmes de communication dits de 3<sup>ème</sup> génération, que pendant leur déploiement.

La société ST2E, du groupe TEKELEC-TEMEX, a développé et commercialisé un sondeur de canal mono-capteur appelé « SARACOM ». L'Institut d'Electronique et Télécommunications de Rennes (IETR), en collaboration avec cette société, a réalisé une extension de ce système afin de lui ajouter un caractère « multi-capteurs », avec comme objectif l'analyse à la réception des multi-trajets dans la bande UMTS [LEM02]. Dans sa nouvelle version, l'analyseur de canaux de transmission permet de mesurer quasi-simultanément les réponses impulsionnelles du canal de propagation en diversité d'antennes sur un réseau pouvant comprendre jusqu'à 8 capteurs. Il offre ainsi la possibilité d'estimer les angles d'arrivée de multi-trajets introduits par ce canal en utilisant un réseau d'antennes spécifique et des techniques de goniométrie appropriées.

#### ***B.III.2.2.2 – Fonctionnement du sondeur de canal SARACOM***

Le système SARACOM est un sondeur de canal large bande basé sur le principe d'un corrélateur glissant [PRI58][SAR98]. Il comprend deux parties : l'émetteur (SARACOM-T) et le récepteur (SARACOM-R). Le sondeur de canal permet une caractérisation large bande (80 MHz) d'un canal de propagation à 2,05 GHz. Il obtient les réponses impulsionnelles d'un canal variant dans le temps à l'aide d'une technique basée sur la corrélation.

L'émetteur génère une séquence binaire pseudo-aléatoire (SPA), ou PRBS (Pseudo Random Binary Sequence), à longueur maximale (1023 bits), cadencée à un débit de 80 Mbits/s. Cette séquence est modulée en phase (MDP2) à la fréquence porteuse de 2,05 GHz.



Un sondeur temporel comme le SARACOM permet de déterminer la réponse impulsionnelle du canal de transmission. Ensuite, par différents types d'analyses de données, SARADRIVE calcule les autres fonctions caractéristiques du système. On peut ainsi en déduire les principaux paramètres qui caractérisent le canal de transmission, tels que :

- Les réponses en phase et en quadrature à partir desquelles on peut déterminer l'enveloppe complexe du canal de transmission,
- La réponse impulsionnelle qui permet de mettre en évidence les trajets multiples et de déterminer leur retard relatif par rapport au trajet direct,
- La fonction de transfert,
- La fonction retard - Doppler et la fonction fréquence – Doppler qui donnent des informations sur le caractère variant dans le temps du canal,
- La fonction de corrélation temporelle du canal qui renseigne sur les différences entre plusieurs réponses impulsionnelles successives pour un canal de transmission variant dans le temps.

Un exemple de réponse impulsionnelle mesurée par le sondeur SARACOM est donné à la figure ci-dessous.

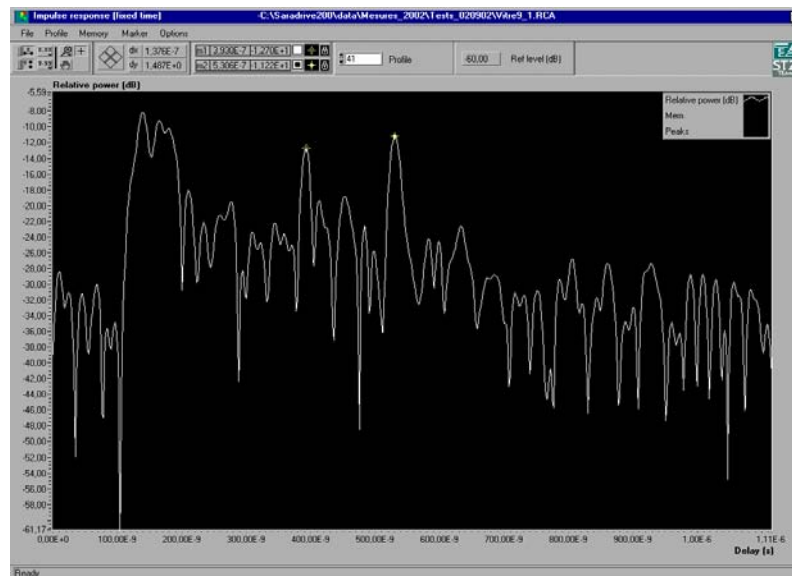


Figure 103 : Affichage d'une réponse impulsionnelle obtenue à l'aide du sondeur SARACOM.

Ce sondeur, dans sa version initiale, fonctionne en SISO (Single Input – Single Output) avec une antenne en émission et une antenne en réception. L'IETR a apporté des modifications au système en réalisant un analyseur vectoriel de canaux de transmission à diversité de réception (SIMO : Single Input – Multiple Output). Le réseau d'antennes conçu comporte 8 antennes en réception [LEM02].

Le récepteur SARACOM reçoit donc les signaux provenant de ces 8 antennes via un commutateur qui permet de choisir l'antenne que l'on veut observer. A cette modification s'est ajouté le développement d'un logiciel qui permet de détecter les angles d'arrivée des multi-trajets introduits entre l'émission et la réception. Le logiciel SARAGONIO effectue notamment le calcul des fonctions de goniométrie et utilise deux algorithmes :

- La formation de voies,
- L'algorithme MUSIC.

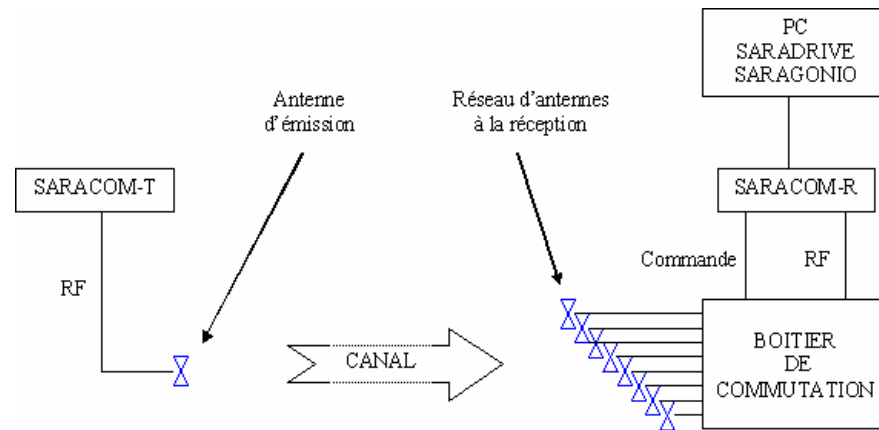


Figure 104 : Schéma de principe du système SARACOM permettant l'évaluation des directions d'arrivée des ondes.

Une vue du sondeur de canal SARACOM dans sa version SIMO, est présentée aux figures ci-dessous, ainsi qu'un exemple de résultats obtenus à l'aide du logiciel SARAGONIO permettant l'évaluation de la direction d'arrivée en azimut des ondes.



A) Système d'émission



B) Système de réception.

Figure 105 : Sondeur de canal SARACOM en configuration SIMO.

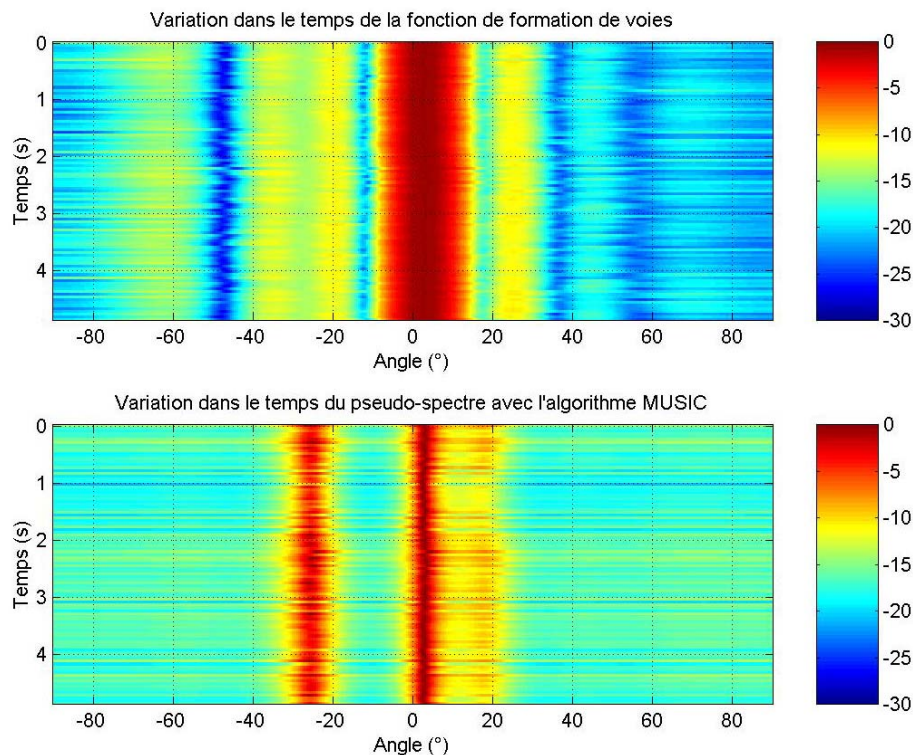


Figure 106 : Résultats de goniométrie obtenus avec le logiciel SARAGONIO – Détection des angles d'arrivée en fonction du temps avec les 2 algorithmes.



### B.III.2.2.3 – Campagnes de mesures

Plusieurs campagnes de mesures pour caractériser la propagation en milieu urbain, ont été effectuées autour du site de l'IE'IR.

Une première campagne de mesures a eu lieu pendant l'été et l'automne 2002, dans le cadre d'un stage de fin d'études d'ingénieur et de la thèse de doctorat de Mr Yannick Chartois [2], sur la caractérisation du canal de propagation en zone urbaine, à la fréquence de 2,05 GHz. Une collaboration s'est ainsi établie entre l'IRCOM (Poitiers), l'ENST Bretagne et l'IE'IR dans laquelle, un des rôles de l'IE'IR était de fournir des mesures qui serviraient à valider et à améliorer le simulateur de propagation EPAR-3D réalisé au sein de l'IRCOM.

Les premières mesures se sont déroulées à environ 500 m du point d'émission. Les antennes étaient orientées de telle manière qu'il existe au moins un trajet direct sans obstacle conséquent entre l'émetteur et le récepteur. Le déplacement du récepteur s'est fait perpendiculairement à l'axe principal d'émission, de part et d'autre. L'antenne d'émission était orientée vers le nord.

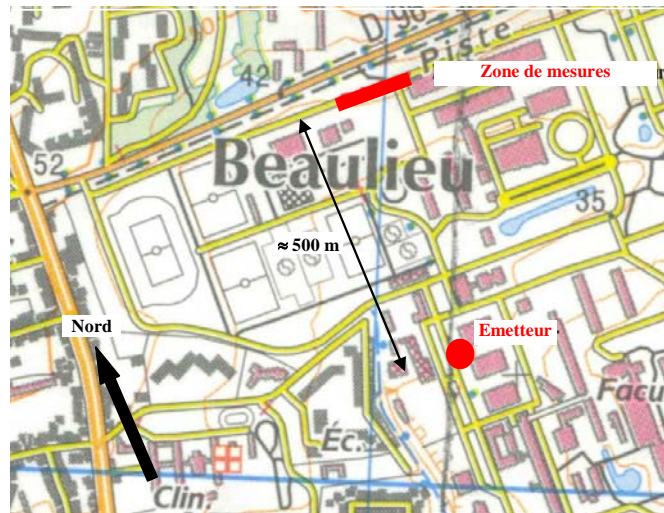
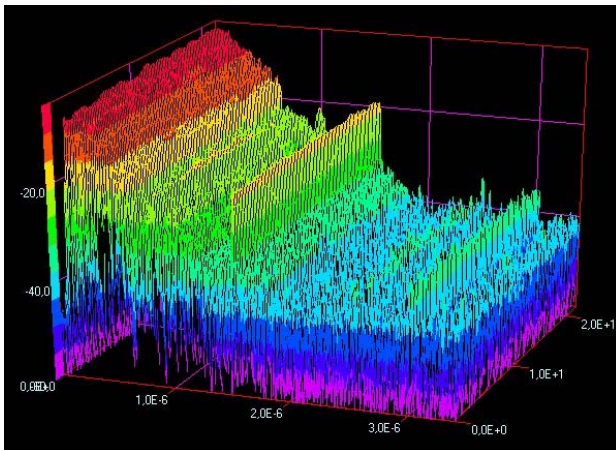
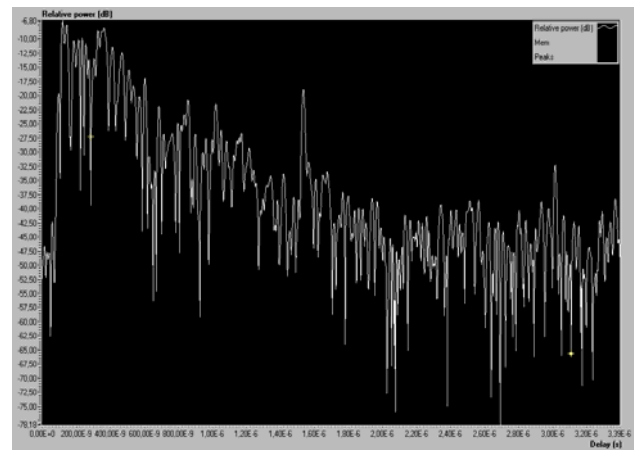


Figure 107 : Carte et représentation des lieux de la première campagne de mesures.

Les mesures ont été effectuées tous les mètres sur 100 m. Des traitements ont été effectués notamment pour déterminer les réponses impulsionnelles et estimer les différents angles d'arrivée des trajets entre l'émetteur et le récepteur. Des exemples de réponses impulsionnelles mesurées sont donnés ci-dessous.



A) En fonction du temps.



B) A un temps donné.

Figure 108 : Exemples de réponses impulsionnelles mesurées – Allée Kaestler, 21/08/2002,  $f = 2,05$  GHz.

Sur toutes les mesures effectuées, trois « angles principaux » se distinguent :  $-20^\circ$ ,  $0^\circ$  et  $20^\circ$ . Les 15 premières mesures manquent de précision, et on ne peut pas distinguer d'angles particuliers. Ceci est certainement dû à la présence de bâtiments juste en face de l'antenne de réception (à moins de 10 m).

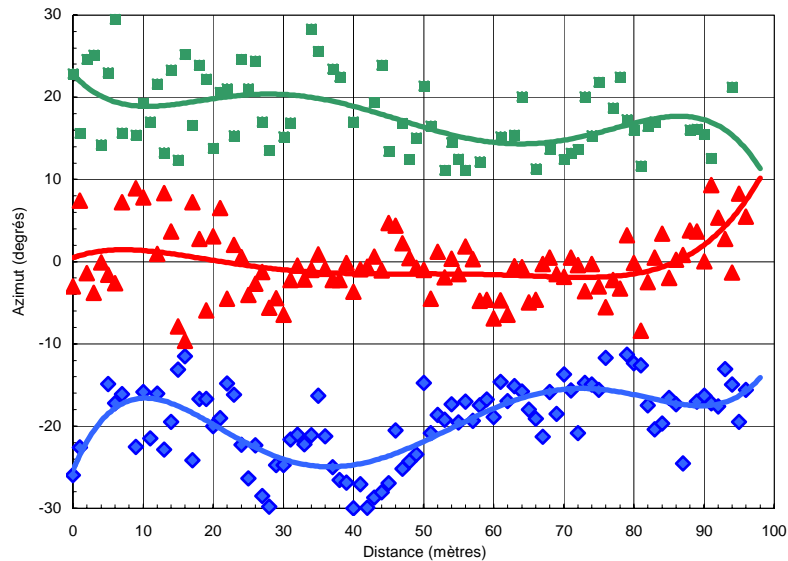


Figure 109 : Evolution des angles d'arrivée détectés en fonction de la distance – Allée Kaestler, 21/08/2002,  $f = 2,05 \text{ GHz}$ .

L'évolution des angles en fonction de la distance n'est pas négligeable. Elle est en partie due aux imprécisions des mesures. Il apparaît néanmoins qu'effectuer des mesures tous les mètres peut être intéressant pour obtenir une précision maximale sur les angles détectés. Une distance de moins de 1 m entre les mesures n'est pas intéressante, car la configuration du système ne permet pas d'obtenir des résultats significatifs pour des distances inférieures à une dizaine de centimètres (longueur d'onde de 13 centimètres pour la fréquence de travail).

D'autres campagnes de mesures ont été réalisées, notamment sur de plus longues distances et en environnement urbain dense [17][78]. La zone en rouge correspond à des mesures effectuées le long du boulevard de Vitré (Rennes). Les mesures ont été effectuées tous les 5 m sur cette portion.

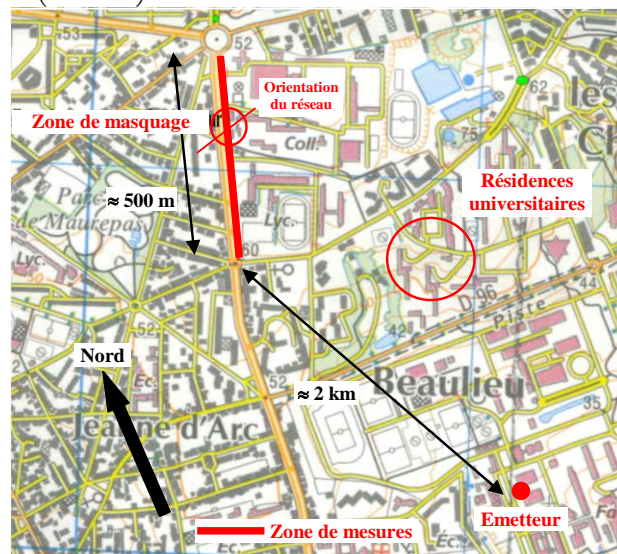


Figure 110 : Carte et représentation des lieux de la campagne de mesures.

Un exemple de réponses impulsionnelles mesurées est donné aux figures suivantes.

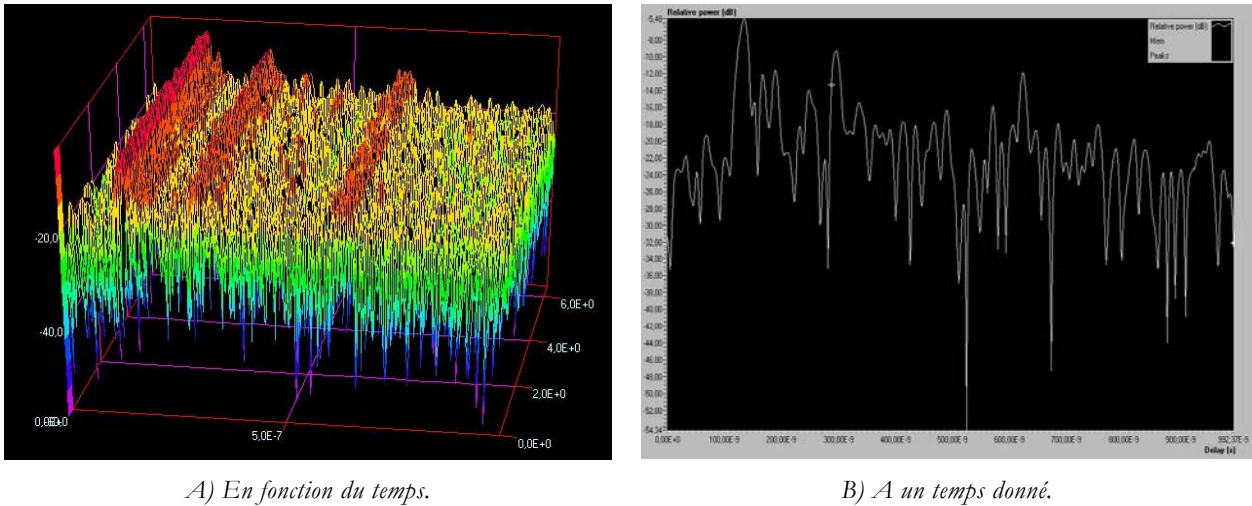


Figure 111 : Exemples de réponses impulsionnelles mesurées – Boulevard de Vitry, 03/09/2002,  $f = 2,05 \text{ GHz}$ .

Les résultats de goniométrie sur cette campagne de mesures sont présentés à la figure suivante.

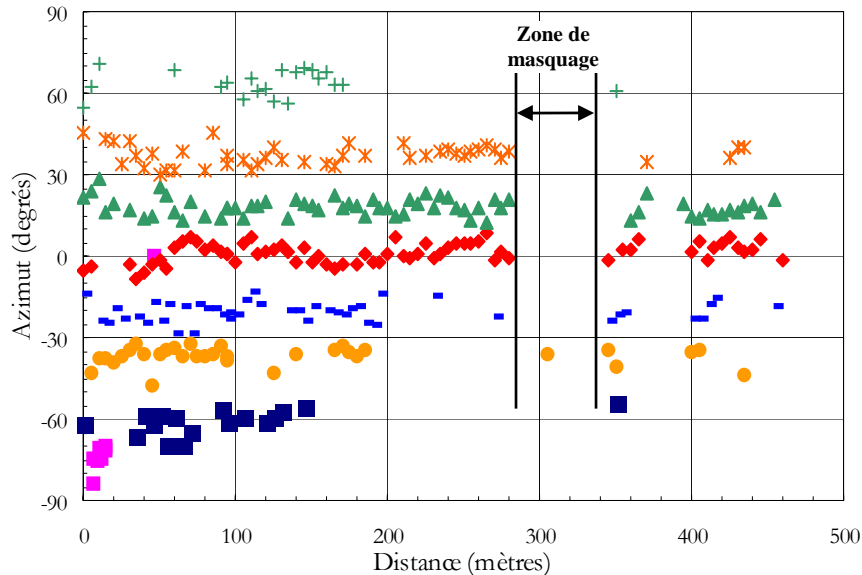


Figure 112 : Estimation des angles d'arrivée en fonction de la distance en zone urbaine dense – Boulevard de Vitry, 03/09/2002,  $f = 2,05 \text{ GHz}$ .

On remarque tout d'abord une absence de résultats entre le 280<sup>ème</sup> et le 330<sup>ème</sup> mètres. En observant le plan (figure 110), on constate à cette distance, la présence de bâtiments à proximité de l'endroit de mesures, ce qui empêche la réception d'une réponse impulsionnelle avec un rapport signal à bruit suffisant. Les ondes ayant des angles d'arrivée autour de  $-80^\circ$  qui apparaissent au début des mesures, sont probablement dues à des véhicules. En effet, les premières mesures ont été réalisées au niveau de l'intersection de deux routes ayant une forte densité de passage. Il est possible que les voitures passant à proximité aient pu engendrer ces nouveaux trajets.

Cinq angles semblent avoir été réellement détectés. L'angle correspondant au trajet direct peut exister, car la configuration des mesures fait qu'il n'y a pas de grands bâtiments entre l'antenne d'émission et celle de réception. En observant la carte, les trajets pour les angles à  $20^\circ$  et  $40^\circ$  sont peut-être dus à une réflexion sur les bâtiments des résidences universitaires. Ces bâtiments sont en effet assez hauts (4 étages). En traçant les trajets sur la carte, ils se trouvent effectivement pouvoir correspondre à l'obstacle sur lequel s'est effectuée la réflexion.



Pour les angles négatifs obtenus, aucun bâtiment ne semble réellement approprié, mis à part une église, bien que celle-ci ne soit pas très grande et quelques immeubles de petite taille. Ils sont peut-être dus à des « effets de conduit » dans le boulevard de Vitry.

L'interprétation qui vient d'être faite de ces résultats, est à tempérer. L'étape suivante de ce travail est la corrélation entre les angles d'arrivées et les retards de groupe.

### B.III.2.3 – Sondage de canal par la technique FM-CW

#### B.III.2.3.1 – Introduction

En parallèle à ces travaux, de nouvelles techniques de sondage sont développées [75][77][83], notamment grâce à l'expérience acquise par la réalisation du générateur de fréquence FM-CW (Frequency Modulation – Continuous Wave) développé pour le projet MOSAR-FMCW. L'objectif de cette étude est l'acquisition des compétences permettant le sondage par balayage de fréquence, d'un canal de propagation.

Si on assimile le canal à un filtre linéaire variant dans le temps et caractérisé par sa réponse impulsionnelle  $h(\tau, t)$ , alors la fonction de transfert  $T(f, t)$  s'exprime sous la forme :

$$T(f, t) = TF_{\tau}[b(\tau, t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} b(\tau, t) e^{-2\pi j f \tau} d\tau$$

La fonction  $T(f, t)$  est complexe et permet de caractériser le comportement fréquentiel du canal à un instant donné.

Si on considère un signal sinusoïdal de fréquence  $f_0 \in [f_{\min}; f_{\max}]$  et d'amplitude constante. Dans le cas d'un canal variant dans le temps, les fluctuations du module  $|T(f_0, t)|$  déterminent les fluctuations du signal reçu. Tandis que les fluctuations de la phase de la réponse  $T(f_0, t)$  déterminent un décalage de fréquence instantanée  $f(t)$  par rapport à  $f_0$ , ou encore appelé décalage Doppler, tel que :

$$f(t) = f_0 + \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\phi(t_0, t)}{dt} = f_0 + \Delta f$$

La variation de l'amplitude du signal reçu peut être considérée comme une modulation d'amplitude parasite. Cette modulation détermine un élargissement du spectre du signal reçu. Le spectre du signal contient donc plusieurs composantes. Il est donc mis en évidence non seulement un décalage Doppler mais aussi une dispersion Doppler.

Dans le cas général d'un signal émis occupant une certaine bande de fréquence et qui est transmis via un canal variant dans le temps, pour chaque fréquence  $f \in [f_{\min}; f_{\max}]$ , il existe un décalage et un spectre Doppler. Le résultat est que le spectre du signal reçu est décalé et modifié par rapport au spectre du signal émis. Cette distorsion du signal dégrade la qualité de la liaison.

Deux outils peuvent être utilisés pour la mesure simultanée du module et de la phase de la fonction de transfert dans une bande de fréquence considérée [PAH89][HOW90] :

- Un analyseur de réseau vectoriel,
- Un synthétiseur de fréquence FM-CW.

Un des avantages de l'analyseur de réseau vectoriel, est qu'il permet le calcul à l'aide d'une transformée de Fourier inverse, de la réponse impulsionnelle du canal par rapport au temps absolu. Il est alors possible de déterminer la longueur d'un trajet à partir de son retard. Un autre avantage est la modification aisée de la bande fréquence pour effectuer des analyses comparatives. La seule limitation dans ce cas, est la bande passante des antennes. Parmi les inconvénients, on peut citer la nécessité d'assurer une liaison câblée entre les deux antennes et l'analyseur de réseau. Due principalement à l'atténuation apportée par les câbles coaxiaux de connexion, la distance maximale entre les antennes est de l'ordre de 50 à 100 mètres, ce qui limite généralement, l'utilisation de cette technique à des configurations « indoor ». Une autre limitation est le temps de balayage de la bande de fréquence, ainsi que le temps de transfert des données. Ces paramètres augmentent donc le temps entre deux mesures successives. Pour des canaux variant rapidement dans le temps, cette diminution de la fréquence d'échantillonnage est un inconvénient.

Pour pallier à ces problèmes, il a été décidé de développer un synthétiseur de fréquence FM-CW. Par la réalisation d'un émetteur et d'un récepteur utilisant chacun un synthétiseur FM-CW, la mesure de la fonction de transfert du canal peut donc se faire sur des distances importantes dans des configurations « outdoor » mais il est alors nécessaire de disposer d'un système de synchronisation en temps et en fréquence entre l'émetteur et le récepteur. Cette synchronisation se fait généralement à l'aide de récepteurs GPS alliés à des sources de fréquence de très grande stabilité, telles que des sources au rubidium.

### B.III.2.3.2 – Synthétiseur de fréquence FM-CW

Le développement récent des technologies numériques permet de générer une forme d'onde modulée extrêmement rapidement en fréquence. Ces techniques s'appuient en général sur des DDS (Direct Digital Frequency Synthesizer).

Le principe de fonctionnement de ces synthétiseurs de fréquence est relativement simple, puisqu'il est basé sur l'utilisation d'une mémoire contenant une sinusoïde numérisée suivie d'un convertisseur numérique analogique (CNA). Le principe de base est montré à la figure suivante.

L'incrément de phase  $\Delta\phi$ , ou « tuning word », utilisé détermine la vitesse à laquelle les valeurs de l'accumulateur sont parcourues et ainsi, la valeur  $f_{out}$  de la fréquence de sortie du synthétiseur.

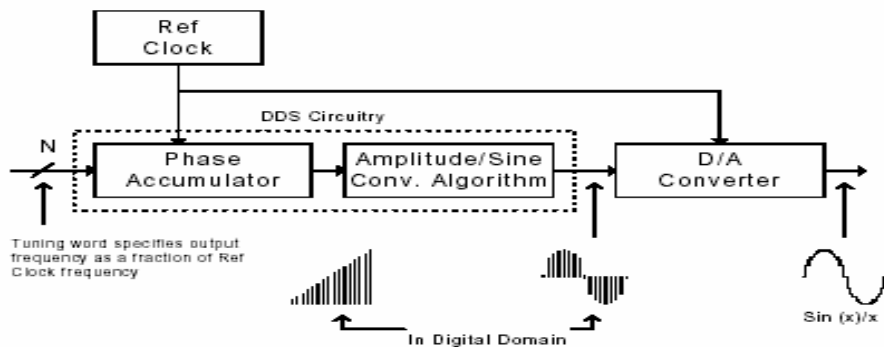


Figure 113 : Schéma de principe d'un synthétiseur DDS.

Cette fréquence s'exprime sous la forme :

$$f_{out} = \frac{f_{clk} \cdot \Delta\phi}{2^N}$$

Avec  $N$ , le nombre de bits de l'accumulateur de phase et  $f_{clk}$ , la fréquence d'échantillonnage du système.

Pour changer la valeur de la fréquence de sortie, il suffit simplement de changer la valeur de l'incrément de phase. Le temps nécessaire pour cette opération est juste limité par la vitesse d'écriture dans le registre correspondant. Cette technique permet donc de balayer en un temps extrêmement court, de grandes plages de fréquences, la limitation de la bande étant liée à la fréquence d'échantillonnage maximale du CNA.

Dans cette application, le DDFS utilisé est un AD9858 (Analog Devices) utilisant un CNA travaillant sur 12 bits à la fréquence maximale de 1 GHz. Ce circuit permet donc de balayer une bande d'environ 400 MHz en quelques centaines de microsecondes. Un exemple de spectre généré est présenté à la figure ci-dessous [75][80].

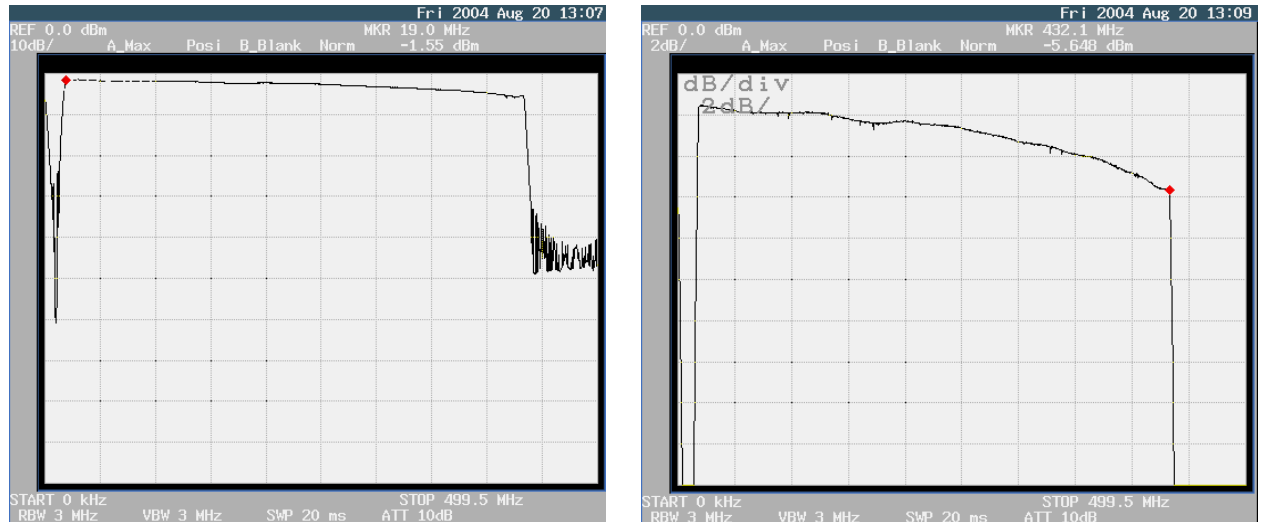


Figure 114 : Allure du spectre généré en sortie du synthétiseur de fréquence FM-CW pour un balayage entre 10 et 450 MHz.

De plus, afin qu'il soit utilisable dans un système de sondage, il a été ajouté une possibilité de synchronisation en temps, en fréquence et en phase à l'aide de récepteurs GPS [84].

Grâce à cet outil, un sondeur de canal SISO (Single Input – Single Output) fonctionnant à la fréquence de 2,05 GHz, a été réalisé en 2002 [83].

### B.III.2.3.3 – Sondeur de canal SISO

L'objectif de développement de ce sondeur SISO est l'acquisition des compétences pour le sondage par balayage fréquentiel. La fréquence de travail a donc été choisie à 2,05 GHz car elle permet de faire des comparaisons de mesures avec le sondeur SARACOM. Aux figures suivantes, l'architecture développée pour ce sondeur ainsi que ses principales caractéristiques sont présentées [83].

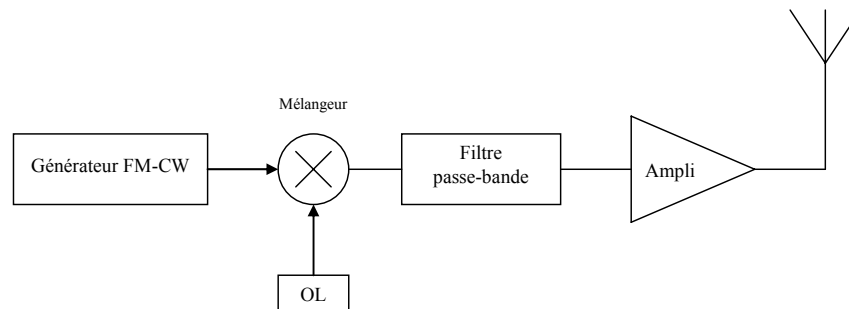


Figure 115 : Schéma fonctionnel de l'émetteur du sondeur FM-CW SISO.

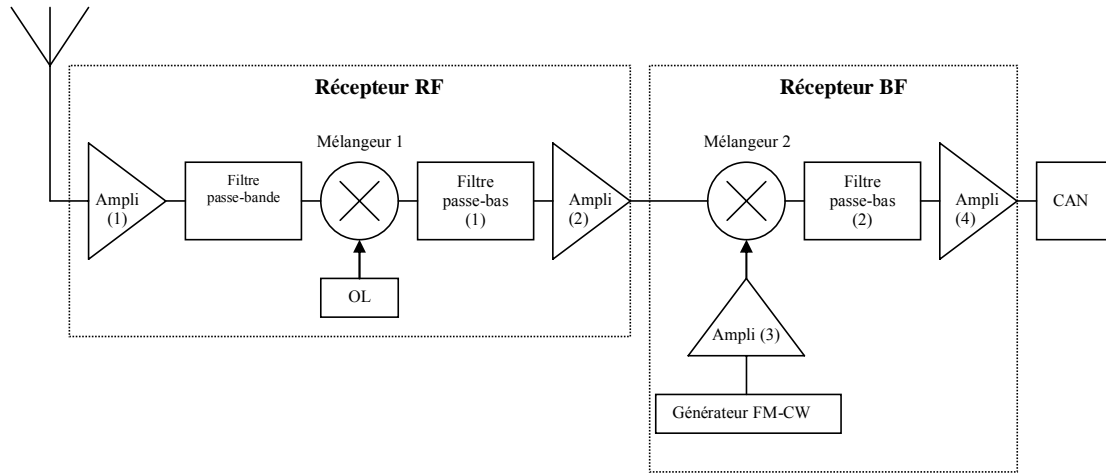


Figure 116 : Schéma fonctionnel du récepteur du sondeur FM-CW SISO.

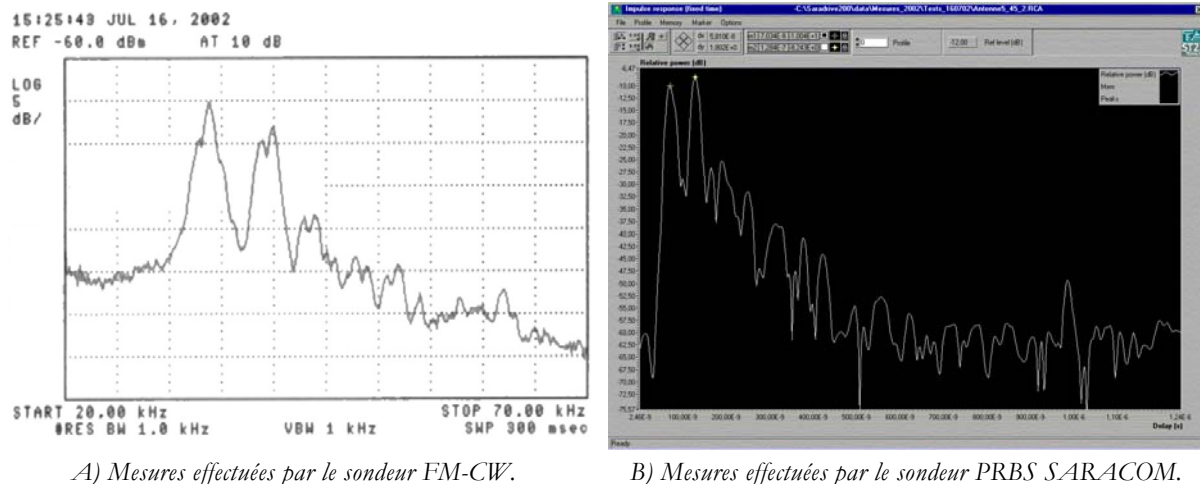
Paramètres	Valeur
Fréquence centrale	2,045 GHz
Bande de fréquence sondée	250 MHz
Durée de l'impulsion d'émission $T$	10 ms
Période de répétition $T_R$	10 ms
Doppler maximum mesurable	25 km/h
Portée maximum	12 km
Puissance d'émission	10 dBm
Puissance maximum de réception	-30 dBm
Puissance minimum de réception	-100 dBm
Fréquence FI maximale en sortie	1 MHz
Fréquence d'échantillonnage du CAN	5 MHz
Résolution du CAN	12 bits

Tableau 8 : Résumé des caractéristiques du sondeur FM-CW SISO.

Afin de valider son fonctionnement, des tests comparatifs ont été menés avec le sondeur SARACOM qui utilise la technique « PRBS ». Les résultats obtenus ont été très encourageants et montre la supériorité du sondeur FM-CW car il permet la détermination en temps absolu de la réponse impulsionnelle. Un exemple de ces résultats est montré aux figures suivantes pour des mesures réalisées en « outdoor ».

#### **B.III.2.3.4 – Sondeur de canal MIMO**

Dans le domaine des communications sans fil, l'utilisation de réseaux d'antennes simultanément en émission et en réception est un concept récent très prometteur. Les recherches menées sur ce thème ont montré des résultats particulièrement intéressants portant sur l'amélioration de l'efficacité spectrale des transmissions numériques dans un environnement riche en diffuseurs. Le canal de transmission présentant plusieurs entrées et plusieurs sorties, l'ensemble des techniques utilisant ces entrées/sorties est généralement connu sous le nom de techniques MIMO, où MIMO signifie « Multiple Input - Multiple Output ».



A) Mesures effectuées par le sondeur FM-CW.

B) Mesures effectuées par le sondeur PRBS SARACOM.

Figure 117 : Comparaisons des réponses impulsionnelles mesurées en « outdoor » entre le sondeur FM-CW SISO et le sondeur PRBS SARACOM.

En généralisant les architectures classiques utilisant un réseau d'antennes en émission ou en réception, les systèmes MIMO exploitent pleinement la dimension spatiale du canal et peuvent ainsi supporter des débits attendus largement supérieurs à l'existant [RAL98][MAR01]. En fait, les performances dépendent de la richesse de la structure du canal de propagation (diversité dans les domaines temporel, fréquentiel et spatial). Par exemple, dans le cas optimal où les signaux des antennes des réseaux d'émission et réception sont totalement décorrélés, et où le nombre d'antennes est le même à l'émission et à la réception, on montre que la capacité, c'est-à-dire le débit maximal que l'on peut transmettre sans erreur, croît linéairement avec le nombre d'antennes [RAL98].

La première étape lors la spécification d'un système de communication est l'analyse du canal de propagation : c'est la structure de ce dernier qui fixe in fine le débit maximal qui peut être transmis sans erreur ainsi que la mise en forme à appliquer au signal. Dans le cadre des systèmes MIMO, un facteur essentiel est la diversité spatiale offerte par le canal en émission et en réception. Cette diversité est caractérisée par la distance de cohérence ou, de manière équivalente, par l'étalement angulaire en deçà de laquelle deux antennes traitent des signaux corrélés. L'effet « MIMO », c'est-à-dire schématiquement la croissance linéaire de la capacité avec le nombre d'antennes, requiert que les signaux issus de toutes les antennes soient décorrélés. Il est donc nécessaire de dimensionner les réseaux d'émission et de réception tels que les antennes soient espacées de plus de la distance de cohérence, en émission et en réception respectivement.

En résumé, la question posée est la suivante : pour un environnement donné, le développement d'une chaîne de communication MIMO présente-t-il un intérêt ? La réponse passe par la connaissance des paramètres caractéristiques du milieu de propagation, connaissance acquise suite à des campagnes de mesures ou par des modèles de canaux MIMO.

C'est dans ce cadre, qu'une évolution du sondeur FM-CW SISO a été décidée. Le choix qui a été fait, repose sur l'émission et la réception simultanée de tous les signaux qui permet d'assurer la cohérence temporelle de tous les canaux, ce qui implique de fortes contraintes sur l'architecture du système [77].

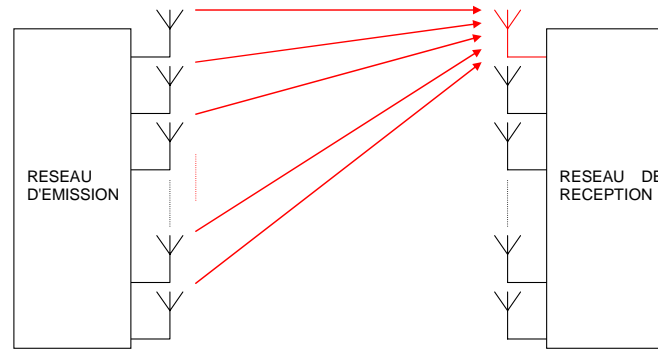


Figure 118 : Structure d'un système MIMO.

Le réseau d'émission est composé de plusieurs systèmes émetteurs donc chaque antenne va émettre un signal. De ce fait, il y a une création de signaux multi-trajets d'autant plus importante que le nombre de systèmes émetteur et récepteur est grand. De plus, chaque antenne de réception reçoit la totalité des signaux émis par toutes les antennes d'émission. Il apparaît donc que l'étude des signaux reçus ne peut pas se faire directement. En effet, l'ensemble des signaux émis par toutes les antennes d'émission va s'additionner et il sera alors impossible d'analyser un signal. Chaque signal devra donc être codé à l'émission et décodé à la réception afin d'effectuer la séparation des sources. Différents types de codes ont été étudiés. Un des critères de sélection concerne les fonctions d'autocorrélation et d'intercorrrelation. En effet, les codes utilisables doivent être orthogonaux en maximisant la fonction d'autocorrélation et minimisant les fonctions d'intercorrrelation. Après de nombreux tests, ce sont les codes de Gold qui ont été retenus car ils satisfont à ces critères [77]. Les fonctions de corrélation des codes de longueur 1023 sélectionnés sont présentées sur la figure suivante.

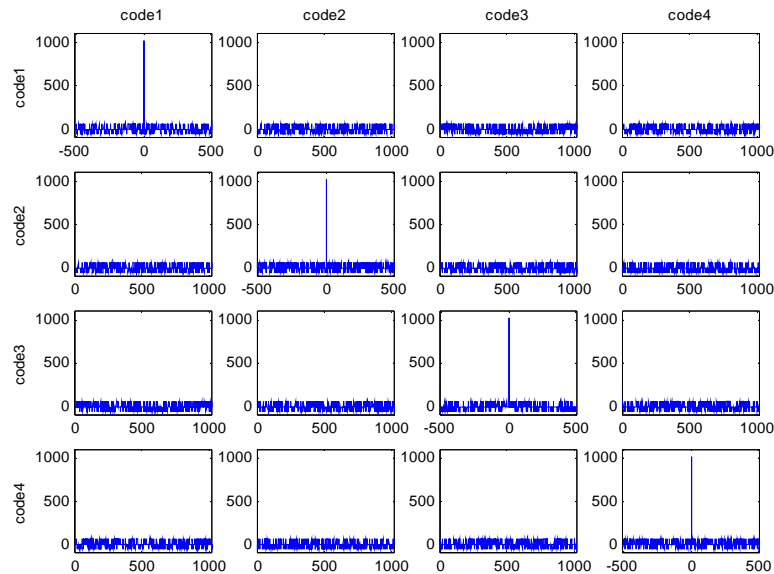


Figure 119 : Fonctions d'intercorrrelation et d'autocorrélation des codes retenus pour le sondeur FM-CW MIMO.

Après leur implantation sur un FPGA, une étude a été menée sur l'architecture du système, à l'issue de laquelle plusieurs modules hyperfréquences ont été montés. L'architecture du sondeur MIMO en cours de développement est présentée aux figures suivantes [75][77].

Actuellement, l'ensemble des modules hyperfréquences réalisés doit être testé puis assemblé. Une étude sera ensuite menée sur la définition et la réalisation d'antennes d'émission et de réception, permettant la mesure à la fois en site et en gisement des angles d'arrivée des ondes. Finalement, des campagnes de mesures devront être effectuées afin de valider le fonctionnement du sondeur.

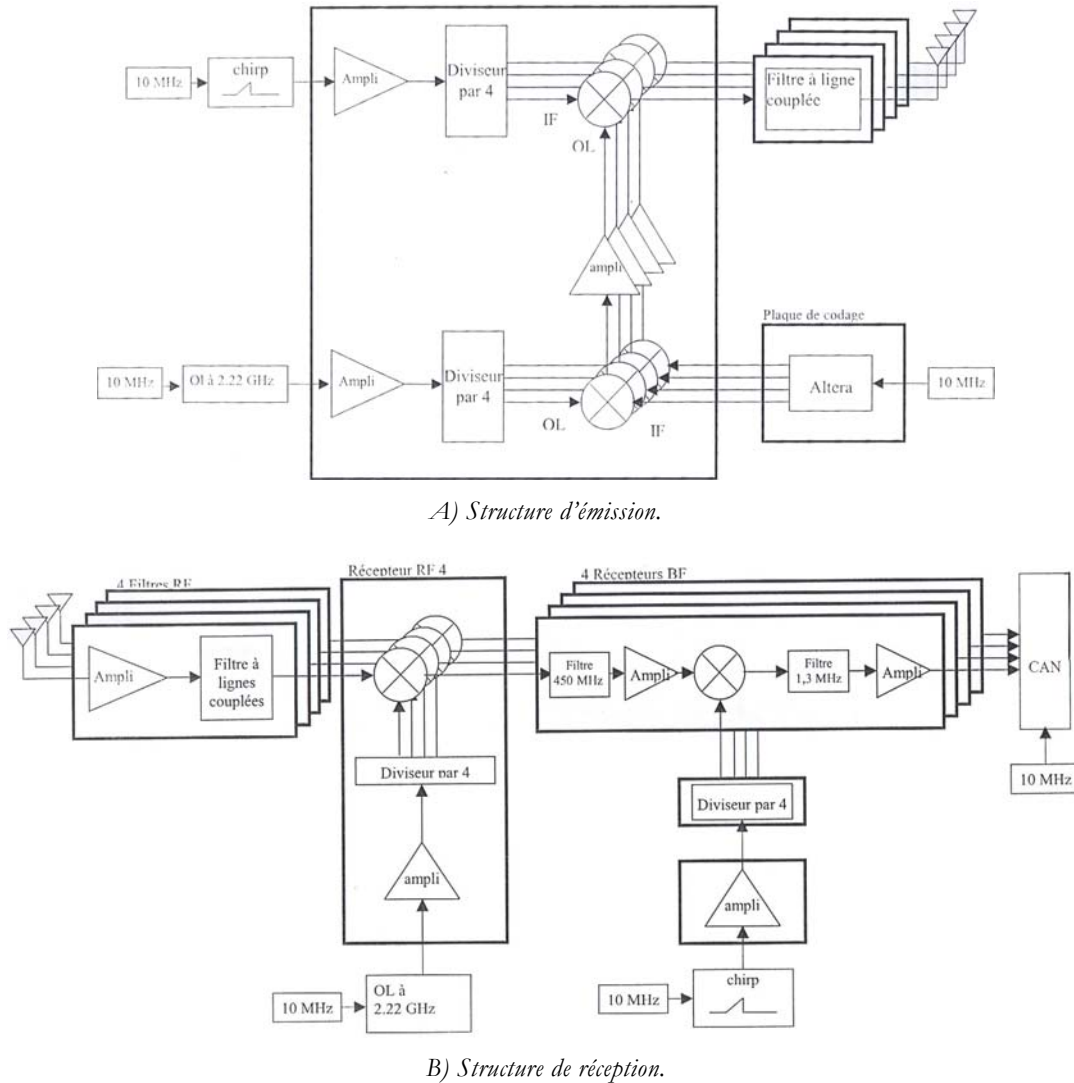


Figure 120 : Architecture du sondeur FM-CW MIMO en cours de développement.

### B.III.3 – CONCLUSIONS PRELIMINAIRES

Le sondeur SARACOM SIMO a montré ses possibilités en termes de mesure de la réponse impulsionnelle et d'évaluation des angles d'arrivée des ondes. Malheureusement, il ne peut mesurer que l'angle d'azimut. Une nouvelle définition de son réseau d'antennes permettrait de faire une détection conjointe des angles d'élévation et d'azimut, et ainsi enrichir les connaissances sur la propagation des ondes.

De plus, d'autres campagnes de mesures doivent être effectuées dans des environnements variés. Les environnements envisagés sont :

- Les zones urbaines denses,
- Les zones rurales avec en particulier l'étude de la propagation à la lisière et à l'intérieur des forêts. La mesure des angles d'arrivée des ondes permettrait d'accroître la connaissance de la propagation des ces zones.

L'accroissement du volume des données mesurées permettrait ainsi d'effectuer des régressions et d'établir des lois statistiques décrivant les probabilités d'apparition des ondes dans des directions d'arrivée données.

En parallèle, le développement du sondeur FM-CW MIMO doit continuer. L'expérience a montré que cette technique peut être utilisée pour la mesure des paramètres de propagation. Le travail doit s'effectuer sur plusieurs plans :

- L'assemblage et le test des différents sous-ensembles électroniques,
- La modification des méthodes de traitement du signal utilisées afin d'évaluer les directions d'arrivée des ondes en site et en azimut.

Enfin, à l'issue de ce développement, d'autres bandes de fréquences devront être sondées afin de constituer la base de données demandée dans le cadre du CPER. Les fréquences envisagées pour l'instant sont : 3,5 GHz, 5,2 GHz et 5,8 GHz.





## CHAPITRE B.IV : BANDE EHF

---

### B.IV.1 – INTRODUCTION

Mes activités dans ce domaine concernent les applications des radars et systèmes de communications dans le domaine de l'automobile et, en particulier, l'étude de la propagation dans les bandes de fréquences allouées pour ces systèmes.

Ces dix dernières années, la sécurité routière est devenue un thème important de la vie politique et sociale française. De nouvelles décisions visent à faire respecter les règles existantes, afin de faire baisser le nombre d'accidents de la route, en moyenne plus élevé en France qu'ailleurs en Europe.

Une majeure partie des accidents pourrait être évitée si les automobilistes respectaient les distances de sécurité entre véhicules. À 50 km/h et dans des conditions routières optimales, il faut 28 m pour immobiliser son véhicule ; à 130 km/h, 73 m. Aussi, plus la vitesse augmente, plus la perception visuelle diminue. À 40 km/h, le champ visuel est de 100° tandis qu'à 130 km/h, il passe à 30°. Outre le fait qu'il faille éduquer et responsabiliser les automobilistes, des solutions dénommées AICC (Autonomous Intelligent Cruise Control), sont actuellement au stade de recherche et de développement chez les constructeurs et équipementiers automobiles pour garantir ces distances de sécurité. Parmi ces solutions, le radar automobile embarqué se profile comme un équipement prépondérant. Associé à un système de régulation de la vitesse du véhicule, ce système fait partie de ce que l'on nomme « la voiture intelligente ». Toutefois, le domaine routier est très complexe et beaucoup de questions restent ouvertes.

En particulier, le coût de ces systèmes reste très élevé, surtout s'il faut les multiplier de chaque côté de la carrosserie afin de prévenir les chocs latéraux, arrières, ... C'est pourquoi des projets tentent d'utiliser un seul et même dispositif pour plusieurs utilisations. Un émetteur radar situé à l'avant d'un véhicule, pourrait ainsi émettre aussi vers l'arrière grâce à des réflecteurs appropriés que l'on appelle aussi un « miroir électronique » ou prévisseur. Mais dans ce cas de figure, les impulsions radars doivent se propager sous la caisse de la voiture. Une illustration de ce concept est présentée à la figure suivante [HED00].

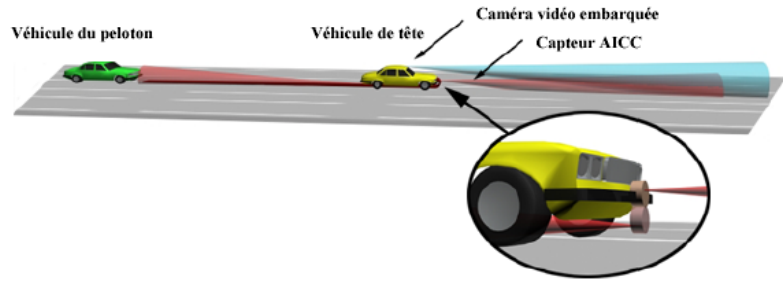


Figure 121 : Illustration du concept de « miroir électronique » pour la communication inter-véhicules - INRETS [HED00].

Les publications et communications effectuées dans ce domaine, sont référencées [8][18][20][74].

## B.IV.2 – MODELISATION DU CANAL DE PROPAGATION

### B.IV.2.1 – Introduction

Il s'agit donc de caractériser le canal de propagation existant entre l'émetteur, disposé sous la caisse du véhicule de tête, et le récepteur, placé à l'avant du véhicule du peloton, dans la bande de fréquence allouée pour les radars automobiles, c'est-à-dire 77 GHz [ERC04].

Une équipe de l'INRETS (Institut National de Recherche sur les Transports et leur Sécurité) indique que « le canal de transmission défini entre le dessous de caisse du véhicule et la chaussée propage les signaux sans pratiquement d'atténuation supplémentaire » [HED00]. Toutefois, ces résultats proviennent d'une extrapolation de mesures en amplitude faites à 63 - 64 GHz ou dans la bande allant 1 à 18 GHz. Une modélisation et une caractérisation plus complète de la propagation dans la bande de fréquence 76 à 77 GHz sont nécessaires afin de valider expérimentalement le concept de prévision électronique radar.

### B.IV.2.2 – Modélisation du canal de propagation

#### B.IV.2.2.1 – Introduction

Deux grandes familles de modèles existent : les modèles statistiques et les modèles déterministes.

Les modèles statistiques ou empiriques sont basés sur l'analyse d'un grand nombre de mesures expérimentales à partir desquelles sont déterminées des lois statistiques de modélisation du canal de propagation. Les modèles déterministes s'appuient sur les lois fondamentales de la physique. Il nécessite donc une connaissance approfondie de l'environnement et, du fait de la masse importante des données, ne peut se faire que sur des cas simples.

Dans l'application visée, l'environnement est relativement simple et peut facilement être quantifié. Il est alors possible d'envisager de quantifier les phénomènes de propagation de manière déterministe.

Le modèle déterministe le plus classique est le « lancer de rayon ». Ce modèle consiste en la recherche de tous les trajets reliant l'émetteur et le récepteur, en se basant sur les phénomènes physiques de propagation (réflexion, réfraction, diffraction et diffusion) et en prenant en compte l'environnement [MAC91]. Il s'appuie donc sur des bases de données géographiques de l'environnement considéré et impose l'approximation de l'optique géométrique ( $D/\lambda \gg 1$ ).

Les rayons arrivant de plusieurs directions au niveau du récepteur avec des amplitudes et des retards différents, sont additionnés vectoriellement en prenant en compte leur déphasage respectif. Cette somme permet ainsi de restituer les phénomènes de construction ou de destruction des différents rayons, appelés « fading ». Cette technique permet entre autre, de retrouver la réponse impulsionnelle du canal et de quantifier l'atténuation en un point donné.

L'inconvénient de cette technique est la complexité croissante en fonction du nombre de réflexions, réfractions, ... prises en compte dans le calcul. Cette méthode devient donc très vite difficile à gérer et à calculer. Pour simplifier le problème, une bonne approximation est obtenue en limitant le nombre de rayons à deux.

#### B.IV.2.2.2 – Modèle à deux rayons

Le modèle à deux rayons est basé sur le formalisme du modèle de « lancer de rayon » dans lequel le trajet direct et les trajets ayant subis une seule réflexion, sont considérés.

Tous les trajets ayant subis plus d'une réflexion ainsi que les phénomènes autres que la réflexion, sont négligés. De plus, on se place dans le cas d'un canal invariant dans le temps et n'introduisant pas de décalage Doppler. L'atténuation est alors obtenue par la somme vectorielle de tous les rayons arrivant au point de réception considéré. La scène de modélisation est alors la suivante :

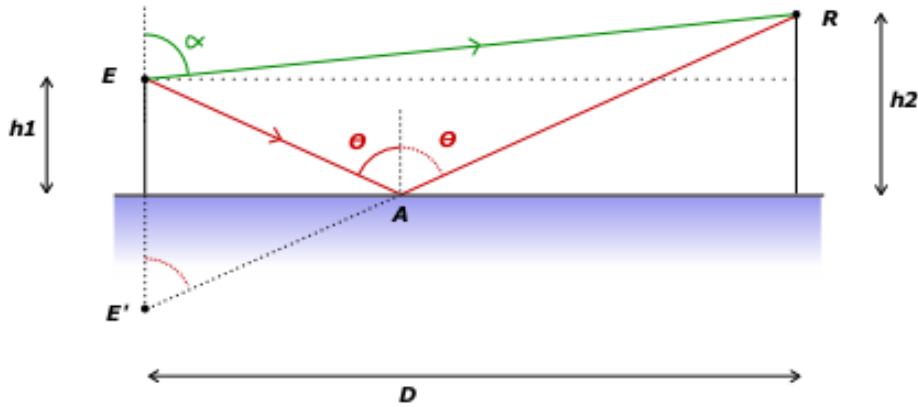


Figure 122 : Schéma de principe d'une propagation avec réflexion par le sol dans le cas d'un modèle à deux rayons.

L'amplitude du champ arrivant en R est la somme des amplitudes des deux trajets, direct et réfléchi :

$$E^{(R)} = E_d + E_r = \sin^2(\alpha) \cdot \frac{E_0}{r_1} \cdot e^{j \cdot k \cdot r_1} + R \cdot \sin^2(\theta) \cdot \frac{E_0}{r_2} \cdot e^{j \cdot k \cdot r_2}$$

Avec  $r_i$ , la distance parcourue par le rayon  $i$ , et  $R = |R|e^{i\psi_R}$ , le coefficient de réflexion complexe fonction de la polarisation utilisée à l'émission.

Dans le cas d'une propagation au-dessus du sol, les coefficients s'écrivent sous la forme :

$$R_V = \frac{(n')^2 \cos \theta - \sqrt{(n')^2 - \sin^2 \theta}}{(n')^2 \cos \theta + \sqrt{(n')^2 - \sin^2 \theta}} ; \quad R_H = \frac{\cos \theta - \sqrt{(n')^2 - \sin^2 \theta}}{\cos \theta + \sqrt{(n')^2 - \sin^2 \theta}}$$

$n'$  étant l'indice de réfraction complexe du matériau composant l'interface.

Cet indice  $n'$  dépend des caractéristiques du matériau et de la fréquence  $f$  de l'onde incidente :

$$n' = \sqrt{\varepsilon_r - i \frac{\sigma}{2\pi f \varepsilon_0}}$$

Où  $\varepsilon_r$  est la permittivité relative en F/m, et  $\sigma$ , la conductivité du matériau en S/m.

Peu de données numériques concernant les permittivités et conductivités des bitumes sont disponibles pour des fréquences au-delà de 2 GHz. Les « ponts et chaussées » utilisent des sondeurs haute fréquence pour tester l'état des bitumes et donnent des valeurs moyennes mesurées entre 0,2 et 20 GHz [FAU01][REJ02] :

Type de sol	$\varepsilon_r$ (F/m)	$\sigma$ (S/m)
Béton Bitumeux	4,79 ( $\pm 0,03$ ) + i.0,045 ( $\pm 0,025$ )	$1.10^{-2}$ à $1.10^{-3}$
Enrobé à Module Très Elevé	6,06 ( $\pm 0,02$ ) + i.0,048 ( $\pm 0,02$ )	
Grave Bitume	5,14 ( $\pm 0,04$ ) + i.0,435 ( $\pm 0,07$ )	
Béton (à 2 GHz)	1,1	$1,21.10^{-2}$

Tableau 9 : Caractéristiques diélectriques moyennées pour différents types de revêtement de sol – Bande 0,2 à 20 GHz.

A titre de comparaisons, on trouve dans la littérature les paramètres suivants pour différents types de sol à la fréquence de 80 GHz [ISH78] :

Type de sol	$\varepsilon_r$ (F/m)	$\sigma$ (S/m)
Eau pure	80	10,5
Terres humides	15	0,2
Sol rocailleux	13	1
Sol sec	10	1
Sol très sec	3	$2.10^{-1}$
Ville, zone industrielle	3	$1.10^{-3}$

Tableau 10 : Caractéristiques diélectriques pour différents types de sol –  $f = 80$  GHz.

A titre d'exemple est présentée à la figure suivante, la variation du module et de la phase du coefficient de réflexion en fonction de l'angle incident à la fréquence de 77 GHz.

Une autre interrogation porte sur la caractérisation de la diffusion produite par une surface réelle. Dans de réelles conditions de conduite, le sol n'est pas parfaitement plat, mais rugueux. Pour des routes bitumées, la hauteur moyenne  $H$  des irrégularités du bitume est proche de la longueur d'onde (4 mm). Il en résulte que le champ peut être diffusé dans toutes les directions.

Afin de prendre en compte les aspérités de la route, la différence de phase due aux différents trajets empruntés par les rayons, a été calculée. Il s'avère que cette différence est négligeable, ainsi une surface bitumée peut, à une certaine distance, être considérée comme parfaitement plane [74].

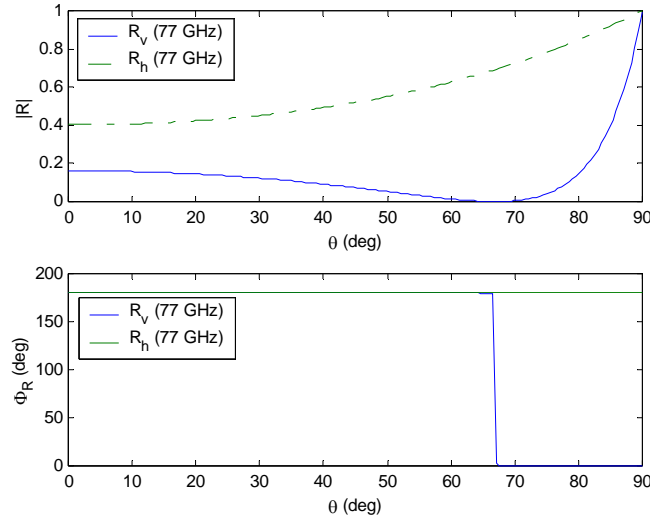


Figure 123 : Variation du module et de la phase du coefficient de réflexion à la fréquence de 77 GHz – Cas d'un revêtement en enrobé à module très élevé ( $\epsilon_r = 6,06 + i0,048$  F/m ;  $\sigma = 1.10 \cdot 10^{-2}$  S/m).

Afin d'établir la hauteur moyenne critique des irrégularités du sol  $H_{lim}$ , le critère de Rayleigh peut être utilisé [ISH78]:

$$H_{lim} = \frac{\lambda}{8 \cos \theta}$$

Où  $\theta$  est l'angle d'incidence, qui peut être exprimé en fonction de la distance et de la hauteur des émetteurs et récepteurs.

L'application numérique tend à montrer que pour des véhicules ayant une grande hauteur de garde au sol, et au-delà d'une distance de 5 mètres derrière le véhicule émetteur, la hauteur critique des aspérités de la route est supérieure à la hauteur moyenne des aspérités d'une route bitumée. On peut donc en conclure que pour une majorité de véhicule et après quelques mètres derrière le véhicule émetteur, sur une route bitumée, le sol peut être considéré comme parfaitement plan [74].

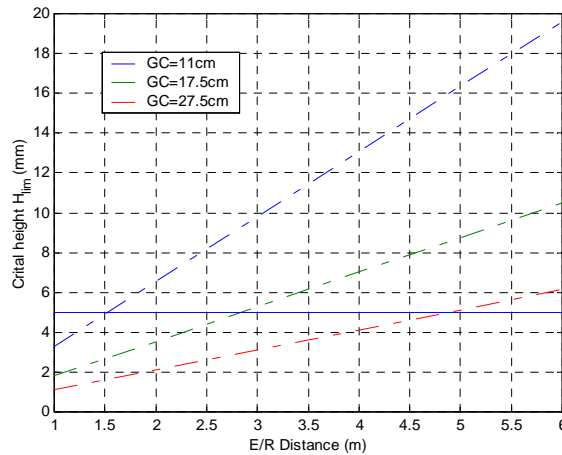
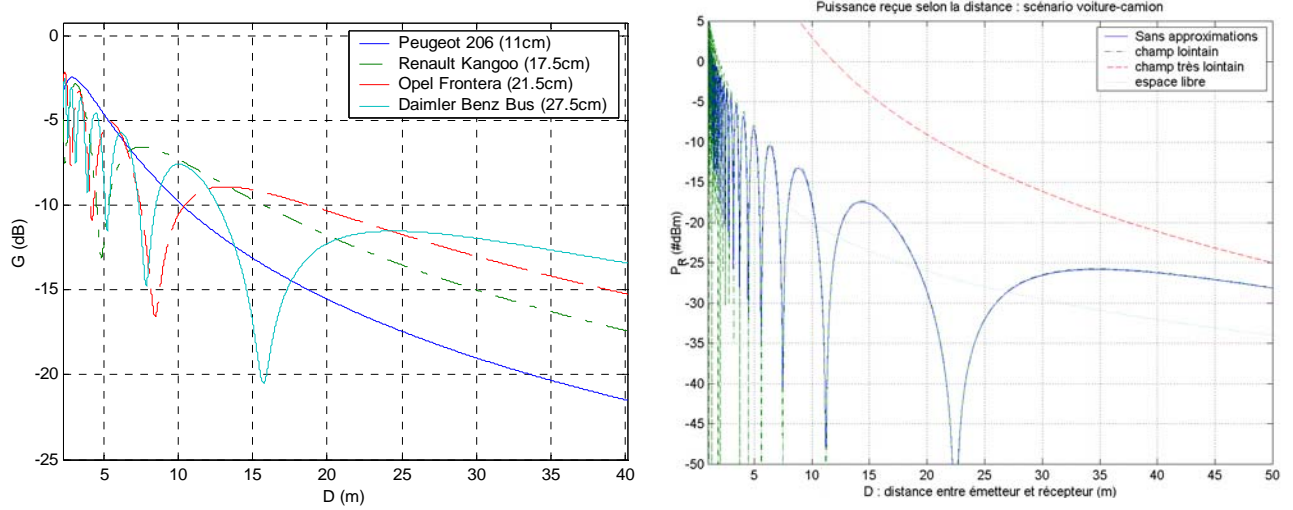


Figure 124 : Variation de la hauteur critique de Rayleigh en fonction de la distance émetteur – récepteur et de la garde au sol du véhicule (GC).

#### B.IV.2.2.3 – Etude de l'influence des paramètres de propagation

La hauteur des antennes est un paramètre important dans la propagation des ondes. Cette hauteur est liée à la hauteur de garde au sol d'un véhicule. La puissance reçue est déterminée pour différents types de véhicules et gardes au sol. Les résultats sont reportés sur la figure suivante [74].



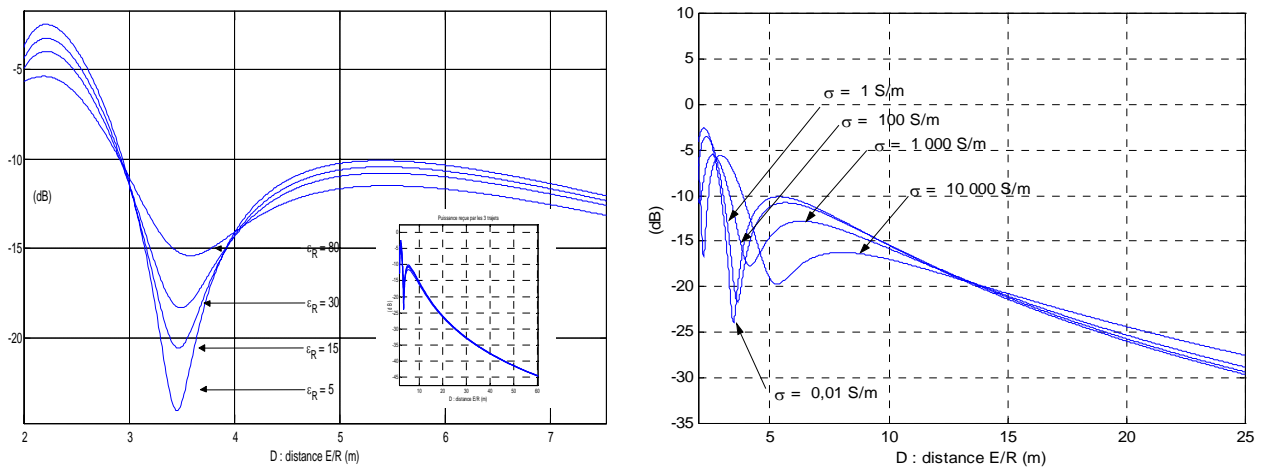
A) Pour différentes gardes au sol – Véhicules identiques.

B) Emission : Peugeot 206 – Réception : Daimler Benz Bus.

Figure 125 : Variation de la puissance reçue en fonction de la distance émetteur – récepteur.

Il apparaît que la hauteur de garde au sol des véhicules est déterminante. On constate que plus la garde au sol est grande, plus la distance où l'on observe les derniers « fading » est grande. Dans le cas d'un bus, elle se situe autour de 16 m.

Les autres paramètres pouvant influencer sur la propagation, est le changement des constantes diélectriques du revêtement de la route. Les figures suivantes présentent les variations de la puissance reçue en fonction de la distance pour différentes valeurs de  $\epsilon_r$  et  $\sigma$ .



A) Influence de la permittivité relative.

B) Influence de la conductivité du sol

Figure 126 : Influence des paramètres caractéristiques du sol sur la variation de la puissance reçue en fonction de la distance – Cas d'une Renault Kangoo.

Comme on peut l'observer, la permittivité relative du sol influe sur la puissance reçue. À mesure que la permittivité augmente, les variations de la puissance reçue dues aux interférences diminuent. Toutefois, si l'on ne considère que les types de terrains rencontrés par un véhicule automobile standard, la permittivité relative est de l'ordre de 3 à 10 F/m. Cette variation influe sur la puissance reçue jusqu'à 5 dB sur les 4 premiers mètres. Si on enlève la longueur du véhicule, cette zone n'est plus qu'à environ un mètre de l'arrière du véhicule. À 20 m derrière le véhicule, une différence de 15 F/m provoque une différence de puissance reçue de 0,25 dB. Au-delà de 5 m après le véhicule, la permittivité relative du sol influe faiblement sur la propagation.

D'après l'expression de l'indice de réfraction complexe, la conductivité du sol n'a d'influence sur l'indice de réfraction que lorsque celle-ci devient non négligeable par rapport à la fréquence. Pour des sols non conducteurs, la conductivité n'influe quasiment pas sur la puissance reçue. En effet, la fréquence d'utilisation est de l'ordre de 80 GHz, ce qui pondère très nettement l'influence de la conductivité moyenne de ce type de sol (de 0,01 à 1 S/m).

### B.IV.3 – SONDAGE DU CANAL DE PROPAGATION

#### B.IV.3.1 – Introduction

Du fait des disponibilités des équipements au sein de l'IETR, le sondage du canal de propagation s'est fait par la technique de balayage de fréquence à l'aide d'un analyseur de réseau. L'utilisation d'un tel équipement permet de caractériser complètement le canal de propagation, en amplitude et en phase, ce que ne permet pas un analyseur de spectre classique. La réponse impulsionnelle du canal est ensuite déduite de la fonction de transfert par une transformée de Fourier inverse [PAH89].

#### B.IV.3.2 – Dispositif expérimental

Les mesures des paramètres de propagation du canal sont effectuées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel HP8510. Seuls les paramètres de transmission sont pris en compte. Le schéma de principe du montage est décrit à la figure suivante.

Le signal est émis par un synthétiseur HP83640A, contrôlé par l'analyseur de réseau. Ce signal est transmis à l'antenne d'émission Tx, un cornet d'ouverture rectangulaire via un multiplicateur de fréquence. L'antenne du récepteur Rx est identique à l'antenne d'émission. Entre le synthétiseur et le multiplicateur par six en fréquence, le signal est modulé à 18 GHz. Après avoir été reçu par l'antenne de réception, le signal est ramené à 8 GHz, afin d'être traité par l'analyseur de réseau. Cette re-modulation est effectuée grâce à un oscillateur local HP8550B. Les mesures sont prises sur une bande de fréquence, en partant de la plus faible à la plus grande, selon une pente linéaire.

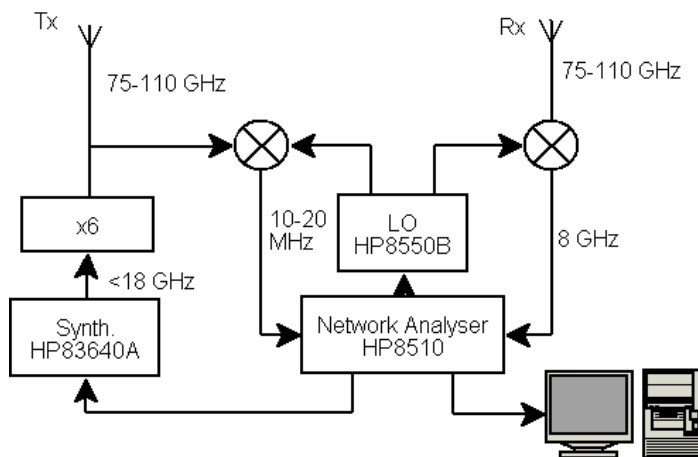


Figure 127 : Schéma de principe du montage expérimental.



Figure 128 : Vue du banc de mesure utilisé.



L'analyseur de réseau effectue une comparaison entre les signaux de l'émetteur et du récepteur. Il déduit les informations de gain et de phase du canal. Les données sont enregistrées et analysées ultérieurement sur un ordinateur. Un programme Java a été développé afin de tracer les représentations et d'effectuer des calculs à partir des données enregistrées [74]. Les figures suivantes présentent un exemple de mesures obtenues avec ce dispositif expérimental.

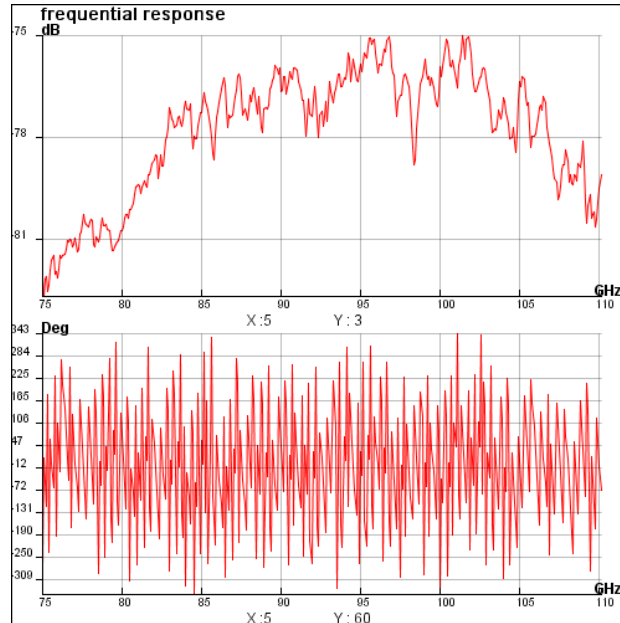


Figure 129 : Mesure de la variation du gain et de la phase du canal, dans la bande 75-110 GHz

### B.IV.3.3 – Description et analyse des campagnes de mesures

Afin de confirmer les données théoriques et expérimentales issues de mesures en chambre anéchoïde et à l'intérieur du bâtiment, une série de mesures a été réalisée en extérieur [74]. Les conditions de mesures sont les suivantes : l'émetteur est placé sous une voiture et dirigé vers l'arrière du véhicule. Le récepteur est placé derrière la voiture, dans l'axe de l'émetteur comme indiqué à la figure suivante.



Figure 130 : Vue de l'implantation et du positionnement de l'émetteur et du récepteur.

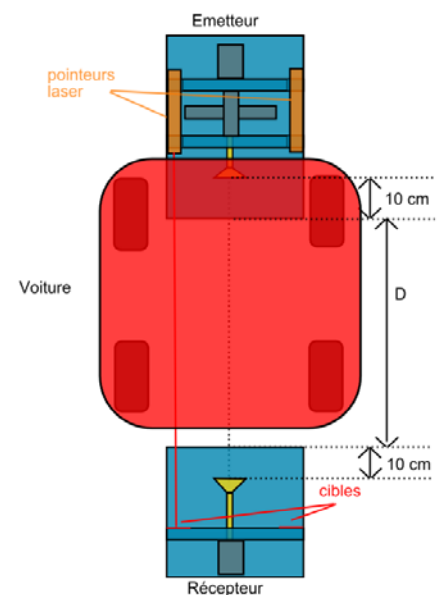


Figure 131 : Schéma de principe des scénarii de mesure.

Afin de garantir le fait qu'émetteur et récepteur soient correctement alignés, des pointeurs laser ont été ajoutés de chaque côté de l'émetteur, permettant d'aligner le récepteur en gisement.



Figure 132 : Vue de la partie émettrice équipée d'un pointeur laser.

Les mesures ont été réalisées en faisant varier de manière longitudinale, la distance  $D$  séparant l'émetteur du récepteur sur environ 40 mètres. La figure suivante présente un exemple de résultat obtenu ainsi qu'une comparaison avec le modèle de propagation développé [74].

Un bon accord est observé entre les simulations et les mesures. A partir d'une distance d'environ 25 mètres, on constate que la puissance mesurée ne varie plus. Cette limitation est liée au plancher de bruit de l'analyseur de réseau.

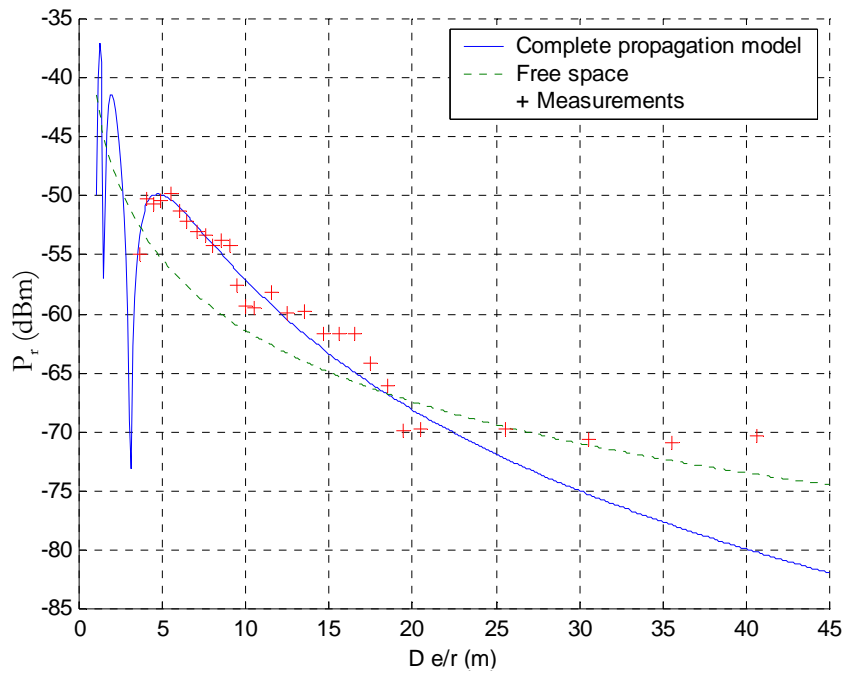


Figure 133 : Comparaison de la puissance reçue mesurée et simulée en fonction de la distance, dans le cas d'une Peugeot 206 –  $f = 77 \text{ GHz}$ .

A partir des résultats obtenus, il est alors possible d'évaluer certains paramètres caractéristiques du canal de propagation, tels que la bande de cohérence.

L'évaluation de la bande de cohérence se fait à partir de la fonction d'autocorrélation en fréquence de la fonction de transfert. Elle a été estimée à partir des mesures à environ 250 MHz [74].

## **B.IV.4 – CONCLUSIONS PRELIMINAIRES**

Les mesures réalisées permettent de valider l'hypothèse que pour des distances « usuelles », la propagation par le dessous de la caisse d'un véhicule, n'apporte pas d'atténuation supplémentaire. Pour des véhicules de tourisme, l'influence des multi-trajets disparaît pour des distances supérieures à 10 mètres. Par contre, pour des véhicules ayant une garde au sol plus haute, tels que des camions ou des bus, ces distances sont de l'ordre de la vingtaine de mètres.

La hauteur de la garde au sol du véhicule, est donc un paramètre important dans l'évaluation de la bande de cohérence, qui a été estimée à 250 MHz.

Le modèle numérique développé montre un bon accord vis-à-vis des mesures. Mais, afin de terminer sa validation, d'autres expérimentations sont nécessaires pour des véhicules possédant des gardes au sol plus importantes et des véhicules à l'émission et à la réception, ayant des caractéristiques différentes.

De plus, dans le futur, l'utilisation de la bande des 94 GHz semble se profiler pour l'assistance à la conduite. Il serait donc intéressant d'effectuer des mesures dans cette bande de fréquence.

## **CHAPITRE B.V : CONCLUSION ET PERSPECTIVES**

---

Dans la bande HF, un logiciel de prévisions de propagation souple et puissant, a été développé. L'objectif de ce développement est la caractérisation sur une large bande de fréquence du canal afin d'évaluer la « bande de cohérence » utilisable lors d'une transmission. D'autres applications de ce modèle sont envisageables comme la localisation d'émetteurs non-coopératifs. Par contre, comme le montrent les résultats de réactualisation, les prévisions des paramètres ionosphériques peuvent être améliorées. Une solution consiste à s'appuyer sur les réseaux de GPS déployés à travers le monde depuis quelques années. Les mesures réalisées par ces GPS sont disponibles gratuitement sur le web et permettent de calculer le contenu électronique total (TEC) de l'ionosphère. A partir de cette estimation, il est envisageable d'améliorer les paramètres ionosphériques prédits.

De plus, dans le cadre du CPER PALMYRE, un sondeur de propagation ionosphérique (3 - 30 MHz), dénommé SIRENE, sera développé lors d'une collaboration entre l'ENST-Bretagne et l'IETR. Ce travail s'effectuera lors d'une thèse que je co-encadre avec le Professeur Alain BOURDILLON et qui a démarré à l'automne 2004. La particularité de ce futur sondeur est qu'il utilisera les nouvelles technologies numériques pour l'émission et la réception des signaux. Il s'agira donc de développer un « System On Chip » (SOC) générant la forme d'onde à émettre et faisant l'acquisition des signaux « au pied » des antennes de réception. Des nouvelles méthodes de sondage, autrefois réservées aux plus hautes fréquences, pourront être mises en œuvre. Une étude devra aussi être menée sur la possibilité qu'offrent ces techniques numériques pour la réjection de brouilleurs.

Dans les bandes de fréquences plus élevées, deux actions seront conduites conjointement. La première concerne l'évolution du sondeur de canal SARACOM qui ne peut actuellement mesurer que les directions d'arrivée en azimut des ondes. Une nouvelle structure de son réseau d'antennes est actuellement à l'étude afin de déterminer à la fois les angles d'élévation et d'azimut. La seconde action porte sur la technique de sondage FM-CW. Des premiers résultats expérimentaux en configuration MIMO sont attendus pour le printemps 2006. A l'issue de ces résultats, une évaluation des paramètres de la propagation dans une configuration MIMO sera réalisable. Une évolution de ce sondeur aux systèmes de communication de 4<sup>ème</sup> génération sera ensuite étudiée. Les fréquences sélectionnées sont 3,5 GHz, 5,2 GHz et 30 GHz.

Dans la bande de fréquence EHF, afin de généraliser les résultats obtenus, d'autres campagnes de mesures doivent être réalisées en utilisant des véhicules de type différent. Les mesures devront aussi être étendues à la bande de fréquence autour de 94 GHz, qui est pressentie dans l'avenir pour les systèmes d'aide à la conduite des véhicules.

## **PARTIE C : CONCLUSION & PERSPECTIVES**



## **CHAPITRE C.I : CONCLUSION & PERSPECTIVES**

---

### **C.I.1 - INTRODUCTION**

Ce document constitue une synthèse de mes activités de recherches au sein de l'Université de Rennes 1 et en particulier de l'IETR, depuis ma nomination comme Maître de Conférences, dans le domaine de la caractérisation large bande de fréquence à la fois dans les systèmes radars HF-VHF pour l'identification de cibles aériennes, et dans l'étude des phénomènes de propagation radioélectrique. Les besoins scientifiques et technologiques dans ces domaines sont encore très importants. Je vais donc détailler les perspectives que j'entrevois, dans ces deux activités.

### **C.I.2 – CARACTERISATION LARGE BANDE DE FREQUENCE POUR L'IDENTIFICATION DE CIBLES AERIENNES**

L'identification de cibles aériennes est un domaine critique dans lequel de nombreux travaux se poursuivent. La classification automatique de cibles a conduit par le passé, à de nombreuses erreurs coûteuses en vies humaines. De plus, le développement de la technologie apporte de nouvelles menaces à prendre en compte. On peut citer par exemple les faibles sections efficaces radars, l'amélioration des capacités de vol des cibles en termes de trajectoire et de distance parcourue, ...

L'utilisation des radars HF – VHF apporte une réponse à ce problème, par notamment l'impossibilité de mise en œuvre de techniques de furtivité, la diminution des effets de masquages liés aux reliefs du terrain et l'augmentation de la section efficace radar. De plus, l'approche « large bande de fréquence » (multifréquence ou FM-CW) apporte des informations supplémentaires sur la géométrie des cibles.



A l'issue de la seconde guerre mondiale, les travaux autour du radar ont coïncidé avec une vision de l'époque, des menaces. Après la chute du mur de Berlin, il s'est avéré que ces menaces ont changé, ce qui a provoqué une baisse d'intérêt pour les systèmes radars. Or, actuellement, les systèmes basse fréquence peuvent présenter un intérêt par rapport aux radars conventionnels, pour la sécurité de sites sensibles par exemple, grâce à leurs capacités de détection et leurs robustesses face aux techniques de furtivité.

De plus, l'augmentation de l'ingérence des pays occidentaux dans des conflits nationaux, expose leurs technologies militaires. On peut citer par exemple, la destruction d'un avion « furtif » F117 lors de la guerre du Kosovo en 1999. Le développement de la science met à la disposition de petits états ou de groupes organisés, des moyens technologiques extrêmement puissants. Il est donc probable que dans les années à venir, la technologie nécessaire à la construction de ce type d'avion se répande. L'histoire nous ayant montré qu'il est très difficile de prévoir les menaces à venir, la poursuite des activités de recherche dans le domaine des radars basse fréquence est donc une nécessité à moyen ou long terme.

C'est donc dans cette optique que se situe la continuité de mes travaux de recherche, l'objectif étant de fournir les outils nécessaires à la construction de futurs radars opérationnels.

Les résultats obtenus et présentés dans ce document, montrent les possibilités de ce type de système pour la détection et l'identification de cibles. Mais actuellement, un seul type de classifieur (le plus proche voisin) a été mis en œuvre. Il s'agit donc dans un premier temps de tester d'autres classifieurs (réseaux de neurones) afin d'évaluer leurs capacités, puis, dans un second temps de développer de nouveaux outils en travaillant notamment sur la fusion de différentes techniques d'identification (décomposition en ondelettes + cartes auto-organisatrices + réseaux de neurones, par exemple) afin de tirer partie des avantages de chaque technique. De plus, deux autres voies doivent continuer à être explorées : l'utilisation de la technique FM-CW et le développement polarimétrique des systèmes.

La mesure des SER par un système radar FM-CW permettra d'obtenir une « image » de la cible. A l'aide de techniques temps – fréquence, la cible pourrait être décomposée en réflecteurs élémentaires. L'identification serait ensuite envisageable par comparaison de ces réflecteurs à une décomposition sous forme de cibles canoniques d'avions se trouvant dans une base de données.

D'autre part, les systèmes développés ou en cours de développement n'utilisent pas à l'heure actuelle, d'informations polarimétriques. Le radar MOSAR-4F fonctionne avec une seule polarisation à l'émission, mais reçoit simultanément sur les deux. Par l'utilisation de commutateurs de puissance, la mesure séquentielle des quatre canaux de polarisation est envisageable. De son côté, le système MOSAR-FMCW du fait de son architecture, est plus adapté à un développement polarimétrique. Le codage de la polarisation à l'émission est réalisable fréquemment par l'utilisation de deux balayages de fréquence de pentes opposées. La mesure dans ce cas, serait simultanée.

La théorie de la polarimétrie radar met à disposition des outils de décomposition tels que la matrice de Mueller. Cette matrice permet d'évaluer un certain nombre de paramètres représentatifs de la forme de l'objet détecté. Ces paramètres sont connus sous le nom de « paramètres de Huynen ». Il est alors envisageable de procéder à une identification à partir de ces informations.

### C.I.3 - CARACTERISATION ET MODELISATION DE LA PROPAGATION RADIOELECTRIQUE

L'augmentation croissante de la demande en communications sans fil, nécessite une connaissance toujours plus importante des phénomènes de propagation, à la fois dans le cadre de la dispersion temporelle, fréquentielle ou angulaire.

De plus, un autre phénomène lié à ce développement, apparaît : la congestion du spectre radioélectrique. La saturation en termes d'utilisation des bandes de fréquences, oblige les opérateurs à monter toujours plus haut en fréquence et à développer de nouveaux concepts de transmission. On peut citer par exemple, les techniques MIMO (Multiple Input – Multiple Output) utilisant simultanément plusieurs antennes à l'émission et à la réception.

Au sein de l'IEETR, des études précédentes, telles que l'étude Maxwell commanditée par la DGA, ont conduit à l'élaboration de bases de données de modèles de propagation. Le pendant à ce travail consiste au développement d'une base de données expérimentales. Pour l'IEETR et les laboratoires de recherches bretons, cette étude se déroule notamment dans le cadre du Contrat de Plan Etat – Région « *PALMYRE* », dans lequel un des sous-projets, dont je suis l'animateur, concerne la caractérisation et la modélisation de la propagation. Les différents travaux à mener peuvent se décomposer en fonction des bandes de fréquences.

Pour les bandes HF – VHF – UHF, les expérimentations visent notamment à caractériser et à modéliser la propagation en prenant en compte les problèmes liés à la cohérence spatiale et temporelle des multi-trajets. Les différentes applications concernées par ces études sont, à titre d'exemple :

- L'augmentation du débit lors d'une transmission par voie ionosphérique dans la bande 3 – 30 MHz, par la détermination de la bande de cohérence. Ces études nécessitent la mise en œuvre de méthodes de réactualisation et sont conditionnées par la qualité des prévisions de propagation,
- Le développement d'un simulateur matériel de propagation à travers le canal ionosphérique. Ce travail consistera à rassembler les différentes « briques » logicielles développées dans des études précédentes et à les implémenter sur des cibles matérielles (FPGA ou DSP). Il se fera dans le cadre d'une action transversale entre les équipes « SOC – System On Chip » et « Propagation » de l'IEETR.
- Les communications et la détection d'objets (du point de vue radar) à travers et en bordure de zones à forte densité de végétation, dans la gamme de fréquences 30 MHz – 500 MHz,
- Les boucles locales radio en zone rurale pour des transmissions courtes distances à travers le canal troposphérique dans la bande 300 MHz – 3 GHz.

Pour les bandes UHF – SHF, des études de caractérisation et de modélisation de la propagation doivent être menées en vue d'améliorer les performances des futurs systèmes de radio mobiles. Ces études doivent prendre en compte les aspects suivants :

- Caractérisation large bande du canal de transmission,
- Caractérisation des angles d'arrivées en vue de l'application éventuelle de techniques MIMO et/ou de techniques de localisation précise du mobile,
- Modélisation des mesures de propagation à des fins prédictives.

Suite à l'ouverture de nouvelles bandes de fréquences dans la gamme EHF, des études de propagation doivent être menées en vue d'applications aux transmissions à l'intérieur des bâtiments ou entre groupes de bâtiments (transmissions atmosphériques sur de faibles distances). Ces études viseront à prédire la disponibilité des systèmes fonctionnant dans ces bandes.

Le développement de mes travaux à court et moyen terme s'inscrit donc dans cette optique de création d'une base de données d'expérimentations « toutes bandes de fréquences ». Un travail a déjà été effectué autour de 2,05 GHz et 77 GHz. Une thèse a débuté à l'automne 2004, sur le développement d'un nouveau type de sondeur ionosphérique dans la bande 3 – 30 MHz. Parallèlement, le travail autour du sondeur FM-CW MIMO à 2 GHz doit se poursuivre. Le développement et la validation d'un tel sondeur permettront ensuite par le changement des « têtes » hyperfréquences, de l'utiliser dans d'autres bandes de fréquence.

D'autre part, l'acquisition et l'implantation en station permanente d'un récepteur GPS bi-fréquence permet la mesure en amplitude et phase des signaux émis par ces satellites. Ces mesures permettront d'étudier le comportement de l'ionosphère à la verticale de la station pour ainsi évaluer les dégradations obtenues sur la précision de la localisation. Ces études porteront sur l'évaluation du contenu électronique total, ou TEC, de l'ionosphère et sur la mesure des scintillations dans les liaisons sol - satellite. De plus, un logiciel permettant de collecter les mesures de stations GPS réparties à travers le monde, a été développé. Il sera ensuite possible d'évaluer le TEC sur de larges échelles. La constitution de cette base de données de mesures GPS va permettre l'acquisition de compétences qui seront utiles dans le cadre du développement du futur système de localisation européen GALILEO. En effet, les précisions de localisation envisagées, de l'ordre de 4 mètres, demandent une amélioration de la connaissance et de la modélisation des phénomènes de propagation.

Un autre axe de travail concerne le développement des systèmes MIMO à diversité d'antennes. Les systèmes actuels sont construits autour de « réseaux » d'antennes de type identique utilisant la diversité d'espace. Des travaux effectués au sein de l'IEETR sur les capteurs colocalisés dans la bande HF, ont montré l'intérêt de l'utilisation de la diversité d'antennes. Dans cette bande de fréquence, l'utilisation de ces techniques a permis de quadrupler les débits de transmission par rapport à des modems traditionnels. A l'ombre de ces résultats, l'objectif de ce développement consiste en l'extension de cette technique à des fréquences plus élevées. Pour cela, la notion de dépolarisation de l'onde émise devra être incluse dans les modèles et les techniques de traitement d'antennes devront être étendues en considérant la réponse des capteurs élémentaires comme des quantités complexes et non réelles comme c'est actuellement le cas. L'idée de codage d'antennes pourra ainsi être introduite en adaptant les réseaux d'antennes au canal de transmission. En avril 2005, une collaboration entre les sociétés THOMSON R&D, SIRADEL, DIBCOM, TEAMCAST et l'IEETR a débuté sur l'extension de ces techniques dans la bande UHF. Cette collaboration a conduit au dépôt d'un dossier RNRT (Réseau National de la Recherche en Télécommunications) auprès de l'ANR (Agence Nationale de la Recherche). Le nom de ce projet est « *SATURNE - Système d'Antennes pour Terminaux nUméRiques mobiles destinés aux services vidEo interactifs* ». L'application visée est la réception de la télévision numérique terrestre ou DVB/H (Digital Video Broadcasting/Handset), sur des objets mobiles de petite taille. Il est de plus soutenu par la Région Bretagne qui versera à partir d'octobre 2005, une allocation de recherche doctorale. Cette thèse sera co-encadrée par le Professeur M. Himdi (IEETR) et moi-même.

## **PARTIE D : ANNEXES**



## CHAPITRE D.I : REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- 
- [AHA89] : S.C. AHALT et A.K. KRISHNAMURTHY, « *Vector Quantization using Frequency-Sensitive Competitive Learning Neural Networks* », IEEE International Conference on Systems Engineer, Fairborn, 1989.
- [AHA90] : S. Ahalt, T. Jung, « *A Comparison of Radar Signal Classifiers* », IEEE International Conference on Systems Engineer, Pittsburg, 1990.
- [BAL97] : A. Balanis, « *Antenna Theory* », John Wiley & Sons Inc., 1997.
- [BAR93] : J.S. Baras, S. I. Wolk, « *Hierarchical Wavelet Representations of Ship Radar Returns* », Technical Research Report, T.R. 93-100, Institute for Systems Research, ISR, 1993.
- [BER03] : A. Bergès, P. Millot, E. Bachelier, « *Une Application du Radar Ultra Large Bande : La Détection par Radar de Mines Enterrées* », Journées d'Etudes SEE « L'ULB en Radar et Communications : Mythes ou Réalité », CNAM, Paris, 2003.
- [BOO77] : H.G. Booker, « *Fitting of Multi-Region Ionospheric Profiles of Electron Density by a Single Analytic Function with Height* », Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics, Vol.39, pp. 619-623, 1977.
- [BOU94] : Z. Boury, « *Influence des Sols Naturels sur les Performances des Antennes Dipolaires dans les Gammes HF – VHF* », Thèse de doctorat de l'Université de Rennes 1, 1994.
- [BUR77] : G. J., Burke, A. J., Poggio, « *Numerical Electromagnetic Code – Method of Moments, Part I : Program Description and Theory* », Technical Document 116, Naval Electron. Syst. Command (ELEX 3041), July 1977.
- [CAR61] : R.L. Careel, « *Analysis and Design of the Log-Periodic Dipole Antenna* », UMI Dissertation Services, 1961.

- [CHE83] : J. Chen, « *Automatic Target Classification using HF Multifrequency* », PhD Thesis, Ohio State University, USA, 1983.
- [CHE86] : J. Chen, E. Walton, « *Comparison of Two Target Classification Techniques* », IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. AES-22, N° 1, January 1986.
- [CHE90] : J. Chen, J.A. Bennett, P.L. Dyson, « *Automatic Fitting of Quasi-Parabolic Segments to Ionospheric Profiles with Application to Ground Range Estimation for Single-Station Location* », Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics, Vol.52, N°4, pp.277-288, 1990.
- [CHR01] : C. Christodoulou, M. Georgiopoulos, « *Applications of Neural Networks on Electromagnetics* », Artech House, Norwood, 2001.
- [COL92] : D. Cole, J. Caruana, L. Bertel, « *Comparison of measured and predicted angles of elevation angles on HF circuits* », 4<sup>th</sup> Solar-Terrestrial Predictions Workshop, Ottawa, Canada, May 1992.
- [CON02] : J.M. Conrat, J.Y Thiriet, P. Pajusco, « *AMERICC, L'Outil de Mesure du Canal Large Bande Radioélectrique Développé par France Télécom R&D* », 4<sup>ème</sup> journées d'études sur la propagation électromagnétique dans l'atmosphère, du décimétrique à l'angström, SEE, Rennes, France, mars 2002.
- [COV67] : T. Cover, P. Hart, « *Nearest Neighbour Pattern Classification* », IEEE Transactions on Information and Theory, Vol. IT-13, N° 1, January 1967.
- [CRO68] : T.A. Croft, H. Hoogassian, « *Exact Ray Calculations in a Quasi-Parabolic Ionosphere with No Magnetic Field* », Radio Science, Vol.3, N°1, pp.69-74, January, 1968.
- [DAR86] : M. Darnell, « *Embedded Real-Time Channel Evaluation Techniques* », AGARD Lecture Series N°145, Propagation Impact on Modern HF Communications Systems, 1986.
- [DAU88] : I. Daubechies, « *Orthonormal Bases of Compactly Supported Wavelets* », Communications in Pure Applied Mathematics, Vol. 41, pp. 909, 1988.
- [DAV89] : E. Davalo, P. Naïm, « *Des Réseaux de Neurones* », Editions Eyrolles, Paris, 1989.
- [DIC92] : M.I. Dick, P.A. Bradley, « *The R.A.L. Multi-Quasiparabolic Model Ionosphere* », PRIME U.R.S.I. Workshop on Ionosphere Modelling and Mapping, Roquetes, Spain, May 1992.
- [DOC94] : Documentation Logistique Utilisateur, « *Annexe, Logiciel CNET pour le calcul des prévisions ionosphériques* », CNET-SEFT 94/V1.4, FT.CNET/LAB/PTI/SPI/1-94 du 21 février 1994
- [DON94] : D. Donoho, I. Johnstone, « *Treshold Selection for Wavelet Shrinkage of Noisy Data* », 16<sup>th</sup> IEEE Annual International Conference on Engineering in Medecine and Biology, 1994.
- [DON95] : D. Donoho, « *De-Noising by Soft-Tresholding* », IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 41, 1995.
- [DUC71] : E.D. Ducharme, L.E. Petrie, « *A Method for Predicting the F1 Layer Critical Frequency* », Radio Science, Vol.6, N°3, pp.369-378, March 1971.

- [DUD74] : J.R. Dudeney, « *A Simple Empirical Model for Estimation the Height and Semi-Thickness of the F2-Layer at the Argentine Islands, Graham Land* », British Antarctic Survey Scientific Reports, N°88, February 1974.
- [DYS88] : P.L. Dyson, J.A. Bennett, « *A Model of the Vertical Distribution of the Electron Concentration in the Ionosphere and its Application to Oblique Propagation Studies* », Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics, Vol.50, pp.251-262, 1988.
- [EDJ94] : A.M. Edjeou, D. Lemur, L. Bertel, « *First analysis of ionospheric tilts and their effects observed with a H.F. goniopolarimeter* », IEE Sixth International Conference on HF Radio Systems and Techniques, University of York, United Kingdom, July 1994.
- [ERC04] : ERC/CEPT, « *The European Table of Frequency Allocations and Utilisations Covering the Frequency Range 9 kHz to 275 GHz* », Document de Référence de l'ERC pour l'Allocation des Bandes de Fréquences, Copenhagen, 2004.
- [FAU01] : C. Fauchard, « *Utilisation de Radars Très Hautes Fréquences – Application à l'Auscultation Non Destructive des Chaussées* », Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 2001.
- [FAM97] : A. Famili, S. Wei-Min, R. Weber, E. Simoudis, « *Data Preprocessing and Intelligent Data Analysis* », Intelligent Data Analysis, Vol. 1, No.1, 1997.
- [FOL68] : K. Folkestad, « *Exact Ray Computations in a Tilted Ionosphere with No Magnetic Field* », Radio Science, Vol. 3, N° 1, January 1968.
- [GJE82] : D.T. Gjessing, J. Hjelmstad, T. Lund, « *A Multifrequency Adaptive Radar for Detection and Identification of Objects : Results on Preliminary Experiments on Aircraft against a Sea-Clutter Background* », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-30, N°3, May 1982.
- [GOO92] : J.M. Goodman, « *H.F. Communications, Science and Technology* », Van Nostrand Reinhold Editions, New-York, 1992.
- [GUI02] : T. Guillet, R. Cosquer, G. El Zeïn, « *MIMO Channel Propagation Measurements and Statistical – Modelisation for Outdoor to Indoor Links in the UMTS Band* », IEEE Vehicular Technology Conference – VTC Fall 2002, Vancouver, Canada, 2002.
- [HAR68] : R.F. Harrington, « *Field Computation by Moment Methods* », Mac Millan, New-York, 1968.
- [HAY99] : S. Haykin, « *Neural networks a comprehensive foundation* », Prentice Hall, New Jersey, USA 1999.
- [HED00] : M. Heddedebaut, J. Rioult, M. Cuvelier, S. Ambellouis, M. Saint Venant, A. Rivenq, « *Technical Evaluation of an Electronic Millimeter Wave Pre-View Mirror* », IEEE Vehicular Technology Conference, Boston, September 2000.
- [HIL79] : J.R. Hill, « *Exact Ray Paths in a Multisegment Quasi-Parabolic Ionosphere* », Radio Science, Vol.14, N°5, pp.855-861, September/October 1979.
- [HOW90] : S.J. Howard, K. Pahlavan, « *Measurements and Analysis of the Indoor Radio Channel in the Frequency Domain* », IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, Vol. IM-39, N°5, October 1990.



- [ISH78] : A. Ishimaru, « *Wave Propagation and Scattering in Random Media* », Academic Press, New-York, 1978.
- [KIE75] : A. Kiensky, Y. Lin, « *Low Frequency Approach to Target Identification* », Proceeding of the IEEE, Vol. 63, N° 12, December 1975.
- [KOH95] : T. Kohonen, « *Self-Organizing Maps* », Springer Series in Information Sciences, Vol.30, Berlin, 1995.
- [LEC89] : F. Le Chevalier, « *Principes de Traitement des Signaux Radar et Sonar* », ENST, Masson, 1989.
- [LEC94] : F. Le Chevalier, « *Utilisation des Basses Fréquences en Radar* », L'Onde Electrique, Vol.74, N°3, mai - juin 1994.
- [LEM02] : C. Le Meins, C. Godefroy, A. Bourdillon, P. Coston, « *Développement d'un Sondeur Multicapteurs pour l'Analyse du Canal de Propagation UMTS – Caractérisation des Angles d'arrivée des Multitrajets* », 4<sup>ème</sup> journées d'études sur la propagation électromagnétique dans l'atmosphère, du décamétrique à l'angström, SEE, Rennes, France, mars 2002.
- [LES94] : J.Y. Le Saout, F. Gauthier, R. Fleury, « *Analyse Statistique de Mesures d'Occupation Spectrale en Bande HF* », Journées d'Etudes sur la propagation électromagnétique dans l'atmosphère, C.N.E.T., Perros-Guirec, France, Mars 1994.
- [LES95] : J.Y. Le Saout, M. Boiteux, E. Duval, D. Pichon, R. Poitevin, « *Compte Rendu de la Campagne de Mesures des Diagrammes de Directivité du Radar MOSAR* », Rapport technique RP/LAB/PTI/84, France Télécom CNET – Lannion B, 1995.
- [LI96] : H. J. Li, K. M. Li, « *Application of Wavelet Transform in Target Identification* », Progress In electromagnetics Research Symposium, PIERS 12, 57-73, 1996.
- [LUD86] : A. C. Ludwig, « *A Comparison of Spherical Wave Boundary Value Matching versus Integral Equation Scattering Solutions for a Perfectly Conducting Body* », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-34, N° 7, pp. 857-865, July 1986.
- [LUD87] : A. Ludwig, « *Wire Grid Modelling of Surfaces* », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-35, pp. 1045-1057, September 1987.
- [LYN76] : H. Lyn, A. Kiensky, « *Identification of Complex Geometrical Shapes by Means of Low-Frequency Radar Returns* », The Radio and Electronic Engineer, Vol. 46, N° 10, October 1976.
- [MAC91] : J.W. Mac Kown, R.L. Hamilton, « *Ray Tracing as a Design Tool for Radio Networks* », IEEE Networks Magazine, pp.27-30, November 1991.
- [MAL89] : S. G. Mallat, « *A theory for Multiresolution Signal Decomposition : The Wavelet Representation* », IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, Vol. 11, No. 7, July 1989.
- [MAR01] : M. Martonne, « *Multi-Antenna Digital Radio Transmission* », Artech House, December 2001.
- [MAR97] : J.P. Marcellin, « *Mesures de la signature radar d'une maquette de l'avion civil Boeing 747-200* », ONERA, rapport technique N° RT 40/3564 SY, février 1997.

- [MEN91] : D.L. Mensa, « *High Resolution Radar Cross-Section Imaging* », Artech, Norwood, USA, 1991.
- [MIL82] : J.D. Milsom, T. Slator, « *Consideration of factors influencing the use of spread spectrum on HF skywave paths* », IEE Conf. Publ., 206, 71-75, 1982.
- [MIS96] : M. Misiti, Y. Nisiti, G. Oppenheim, J. Poggi, « *Wavelet Toolbox* », The MathWorks, Inc., Natick, MA, 1996.
- [MUG75] : M.L. Muggleton, « *A Method of Predicting FoE at Any Time en Place* », Journal des Télécommunications (I.U.T.), Vol.42, pp.413-418, 1975.
- [NEL02] : D. Nelson, J. A. Satrzyk, D. D. Ensley, « *Iterative Wavelet Transformation and Signal Discrimination for HRR Radar Target Recognition* », Multidimensional Systems and Signal Processing, Vol. 14, N°2, 2002.
- [ODE94] : J.W. Odendaal, E. Barnard, « *Two Dimensional Super Resolution Radar Imaging using the MUSIC Algorithm* », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-42, N° 10, October 1994.
- [PAH89] : K. Pahlavan, S.J. Howard, « *Frequency Domain Measurements of Indoor Radio Channels* », Electronics Letters, Vol.25, N°24, November 1989.
- [PER05] : C. Perrine, Y. Erhel, D. Lemur, A. Bourdillon, « *Image Transmission through the Ionosphere : An Application of the Constant Modulus Algorithm* », ECPS 2005 European Conference Propagation and Systems, Brest, mars 2005.
- [PRI58] : R. Price, P.E. Green Jr., « *A Communication Technique for Multipath Channel* », Proceeding of IRE, Vol.46, pp.555-570, March 1958.
- [RAL98] : G. Raleigh, J.M. Cioffi, « *Spatio-Temporal Coding for Wireless Communication* », IEEE Transactions on Communications, Vol.46, N°3, March 1998.
- [REJ02] : F. Rejiba, « *Modélisation de la Propagation des Ondes Electromagnétiques en Milieux Hétérogènes – Application au Radar Sol* », Thèse de Doctorat de l'Université de Paris VI, 2002.
- [RIE93] : M. Riedmiller, H. Braun, « *A direct Adaptive Method for Faster Backpropagation Learning : The RPROP algorithm* », IEEE, International Conference on Neural Networks, San Francisco, USA, 1993.
- [RIE94] : M. Riedmiller, « *Advanced Supervised Learning in Multi-Layer Perceptron from Back Propagation to Adaptive Learning Algorithms* », International Journal of Computer Standards and Interfaces, Special Issue on Neural Networks , N° 5, 1994.
- [ROT94] : E.J. Rothwell, K. M. Chen, D. P. Nyquist, J. E. Ross, R. Bebermeyer, « *A radar target discrimination scheme using the discrete wavelet transform for reduced data storage* », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 42, No. 7, 1033-1037, 1994.
- [RUC70] : G.T. Ruck, D.E. Barrick, W.D. Stuart, C.K. Krichbaum, « *Radar Cross-section Handbook* », Volume 1, Plenum Press, New-York – London, 1970.
- [SAR98] : « *Saracom, radio propagation analyser – User manual* », ST2E - Tekelec Temex, 1998.

- [SAL92] : S. Salous, « *IF digital generation of FMCW waveforms for wideband channel characterisation* », IEE Proceedings-I, Vol. 139, June 1992.
- [SAL02] : S. Salous, H. Gokalp, « *Dual Frequency Sounder for UMTS Frequency Division Duplex Channels* », IEE Proceedings Communications, Vol. 149, N°2, April 2002.
- [SEN65] : T.B.A. Senior, « *A Survey of Analytical Techniques for Cross-Section Estimation* », Proceedings of the IEEE, pp. 822-833, August 1965.
- [SHI55] : T. Shimazaki, « *Worldwide Variations in the Height of the Maximum Electron Density in the Ionosphere* », Journal of Radio Research Laboratories Japan, Vol.2, N°7, pp.85-97, 1955.
- [SWE93] : N. Sweeney, F.J. Rhoads, L.M. De Blasio, G. Lane, « *Voice of America Coverage Analysis Program* », User's manual for VOACAP, VOA B/ESA Report 02-93, April 1993.
- [TER03] : M. Terré, R. Boudiwan, M. Traoré, B. Fino, « *Caractérisation du Canal de Propagation ULB* », Journées d'Etudes SEE « L'ULB en Radar et Communications : Mythes ou Réalité », CNAM, Paris, 2003.
- [TTT90] : J.E. Titheridge, « *Calculations of Valley Size* », Advances Space Research, Vol.23, N°10-11, 1990.
- [TRU98] : F. Truchetet, « *Ondelettes pour le signal numérique* », Collection traitement du signal, Editions Hermès, Paris, France, 1998.
- [UGU92] : B. Uguen, « *Une Méthode Hybride pour l'Etude de la SER d'Objets de Géométrie Arbitraire* », Thèse de doctorat de l'Université de Rennes 1, 1992.
- [VER00] : N. Verneuil, « *Conception, réalisation d'un radar sub-surface à sauts de fréquence* », Thèse de doctorat de l'Université de Rennes 1, 2000.

## CHAPITRE D.II : LISTE DES PUBLICATIONS ET DES CONTRATS DE RECHERCHE

---

### D.II.1 – THESES DE DOCTORAT

- [1] : S. Mbe Emame, « *Apport des Nouvelles Technologies Numériques au Sondage et à la Caractérisation de la Propagation par Voie Ionosphérique dans la Bande 3 à 30 MHz – Projet SIRENE* », Université de Rennes 1, Thèse débutée en octobre 2004.
- [2] : Y. Chartois, « *Etude Paramétrique Tridimensionnelle Avancée de Canaux de Radiocommunications - Projet EPAR3D* », Université de Rennes 1, Thèse débutée en septembre 2002.
- [3] : A. Menhoudj, « *Radiolocalisation en Présence de Multitrajets* », Université de Rennes 1, Université de Rennes 1, Thèse débutée en septembre 2002.
- [4] : C. Barès, « *Développement et Application de Méthodes de Classification de Cibles Aériennes dans les Bandes HF – VHF* », Université de Rennes 1, Thèse débutée en septembre 2001.
- [5] : A. David, « *Analyse des Signatures de Cibles à l'aide du Radar HF – VHF Multifréquence et Multipolarisation MOSAR* », Université de Rennes 1, 29 octobre 1999, Mention : Très honorable avec félicitations du jury.
- [6] : C. Brousseau, « *Définition, Réalisation et Tests d'un radar VHF Multifréquence et Multipolarisation - Projet MOSAR* », Université de Rennes 1, 13 janvier 1995, Mention : Très honorable.

### D.II.2 – LISTE DES PUBLICATIONS DANS DES REVUES INTERNATIONALES

- [7] : C. Barès, C. Brousseau, A. Bourdillon, « *Aircraft Identification with a Multifrequency Radar System in the Low VHF Frequency Band* », IEE Proceedings Radar, Sonar & Navigation, soumis pour acceptation, ISSN 1350-2395.

- [8] : J. Hilairt, C. Brousseau, L. Le Coq, « *Characterization of Automotive Radar Systems Channels Propagation at 77 GHz* », IEE Proceedings on Microwaves, Antennas & Propagation, soumis pour acceptation, ISSN 1350-2417.
- [9] : A. David, C. Brousseau, A. Bourdillon, « *Simulations and Measurements of Radar Cross Section of a Boeing 747 – 200 in the 20 – 60 MHz Frequency Band* », Radio Science, Vol.38, N°4, juillet - août 2003, ISSN 0048-6604, pp.1064-1070.
- [10] : C. Barès, C. Brousseau, L. Le Coq, A. Bourdillon, « *Effect of Antenna Phase Center Displacement on FM-CW Measurements – Application to Radar System* », IEE Electronics Letters, Vol.39, n°11, 29 mai 2003, ISSN 0013-5194.
- [11] : C. Brousseau, P. Parion, L. Bertel, « *Possible Use of the LOCAPI Ionospheric Software to Digital Communications* », Physics and Chemistry of the Earth, Part C, Vol. 24, N° 4, 1999, ISSN 1464-1917.
- [12] : C. Brousseau, P. Parion, L. Bertel, « *Application of the LOCAPI Ionospheric Prediction Software to Digital Communications* », Annales Geophysicae, Supplement III to Volume 16, Part III, Space & Planetary Sciences, avril 1998.
- [13] : C. Brousseau, L. Bertel, « *Fast Method for Calculation of the Characteristic Parameters of Ionospheric Radio Circuit* », IEE Electronics Letters, Vol.28, n°23, novembre 1992, ISSN 0013-5194.
- [14] : L. Bertel, C. Brousseau, V. Baltazart, « *Réactualisation en Temps Réel de Profils de Densité Electronique Ionosphérique* », L'Onde Electrique, Vol.72, N°3, mai - juin 1992, ISSN 0030-2430.

## D.II.3 – LISTE DES PUBLICATIONS DANS LES ACTES DE COLLOQUES

### D.II.3.1 – Actes avec comité de lecture

- [15] : A. Menhoudj, P. Haigron, C. Brousseau, K. Mahdjoubi, « *Accurate Carrier Phase Radiolocation for Medical Applications* », Mediterranean Microwaves Symposium MMS'2005, Athènes, Grèce, Septembre 2005, soumis pour acceptation.
- [16] : C. Barès, C. Brousseau, A. Bourdillon, « *A Multifrequency HF – VHF Radar System for Aircraft Identification* », 2005 IEEE International Radar Conference – Radar : A Global Perspective, Arlington, USA, mai 2005, ISSN 1097-5659.
- [17] : C. Brousseau, A. Bourdillon, « *Measurements of Arrival Angles in Urban Environnement at 2.05 GHz* », European Conference on Propagation and Systems, Brest, France, Mars 2005.
- [18] : C. Brousseau, J. Hilairt, L. Le Coq, A. Bourdillon, « *Study of Automotive Radar Systems Propagation Channel in the 76-77 GHz Frequency Band : Comparisons between Simulation and Measurements* », European Conference on Propagation and Systems, Brest, France, Mars 2005.
- [19] : Y.M. Le Roux, P. Lassudrie-Duchesne, R. Vauzelle, P. Rostaing, C. Brousseau, « *Propagation and System Modelling for the PALMYRE MIMO Platform* », European Conference on Propagation and Systems, Brest, France, Mars 2005.

- [20] : J. Hilairat, C. Brousseau, L. Le Coq, A. Bourdillon, « *Caractérisation du Canal de Propagation dans les Bandes 77 et 94 GHz : Application aux Communications Inter-Véhicules* », CITE&TIC 2004, Colloque « Les nouvelles Technologies dans la Cité », Rennes, France, décembre 2004.
- [21] : C. Barès, C. Brousseau, A. Bourdillon, « *Aircraft Identification using RCS Measurements in the Low VHF Band* », International Conference on Radar Systems, Radar 2004, Toulouse, France, octobre 2004.
- [22] : C. Barès, C. Brousseau, L. Le Coq, A. Bourdillon, « *Effect of Antenna Phase Center Displacement on FM-CW Measurements – Application to Radar System* », IEEE International Antennas and Propagation Symposium, Columbus, Ohio, USA, Vol.3, pp. 812-815, juin 2003, ISBN 0-7803-7846-6.
- [23] : C. Brousseau, C. Barès, A. Bourdillon, « *Evolution Possible du Radar MOSAR vers l'ULB* », Journées d'Etudes SEE « L'ULB en Radar et Communications : Mythes ou Réalité », Paris, juin 2003.
- [24] : C. Barès, C. Brousseau, A. Bourdillon, « *Capacités et Limitations de la Technique de Sondage par Balayage de Fréquence* », 4<sup>ème</sup> journées d'études sur la propagation électromagnétique dans l'atmosphère, du décimétrique à l'angström, SEE, Rennes, France, mars 2002.
- [25] : A. David, C. Brousseau, A. Bourdillon, « *Study of Flight Route Effects on Aircraft RCS Signature at VHF Frequencies by means of Wire Grid Models* », IEEE International Radar Conference – Radar 2000, Washington DC, USA, mai 2000, ISBN 0-7803-5779-5.
- [26] : C. Brousseau, A. David, A. Bourdillon, « *Measurements of Monostatic Radar Clutter in the HF/VHF Frequency band at Low Grazing Angle* », Sensors & Electronics Technology Panel Symposium “Low Grazing Angle Clutter: Is Characterization, Measurement and application”, NATO's Research & Technology Organization, Columbia, USA, avril 2000.
- [27] : C. Brousseau, A. David, G. Launay, A. Bourdillon, « *Measurements of Aircraft RCS in the Low VHF Band* », 5<sup>ème</sup> Colloque International sur les Systèmes Radar, Radar'99, Brest, France, mai 1999.
- [28] : A. David, C. Brousseau, A. Bourdillon, « *Validation of Heavy Aircraft RCS Simulations at Very High Frequencies* », 5<sup>ème</sup> Colloque International sur les Systèmes Radar, Radar'99, Brest, France, mai 1999.
- [29] : C. Brousseau, A. David, Y. Louët, A. Bourdillon, « *Multifrequency Polarimetric Radar System in the Low VHF Band* », Fourth International Workshop on Radar Polarimetry, Nantes, France, juillet 1998.
- [30] : A. David, C. Brousseau, A. Bourdillon, « *Polarimetric RCS Signatures of Commercial Aircraft in the HF Band* », Fourth International Workshop on Radar Polarimetry, Nantes, France, juillet 1998.
- [31] : C. Brousseau, O. Airiau, Z. Boury, A. Bourdillon, « *Radiation Patterns of a Log-Periodic Antenna in the VHF Band : Comparison between Simulations and Measurements* », IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Montréal, Canada, juillet 1997, ISBN 0-7803-4178-3.

- [32] : C. Brousseau, V. Gasse, L. Bertel, « *Comparison of Three HF Ionospheric Prediction Models (ASAPS, VOACAP, LOCAPI)* », 8<sup>th</sup> International Ionospheric Effects Symposium, Arlington, USA, juillet 1996.
- [33] : C. Brousseau, B. Guiot, G. Launay, A. Bourdillon, « *A VHF Multifrequency and Multipolarization Radar : Preliminary Results* », IEEE International Radar Conference, Ann Arbor, Michigan, USA, mai 1996, ISBN 0-7803-3145-1.
- [34] : C. Brousseau, V. Gasse, L. Bertel, « *A New Prediction Program of Radio Circuits in the HF Band : LOCAPI* », 5<sup>th</sup> Solar-Terrestrial Predictions Workshop STPW'96, Hitachi, Japan, janvier 1996.
- [35] : C. Brousseau, B. Guiot, « *MOSAR: VHF Multifrequency and Multipolarization Radar* », Microwaves 94 Conference, London, United Kingdom, octobre 1994.
- [36] : C. Brousseau, L. Bertel, Y. Le Roux, J. Ménard, J.P. Jolivet, « *Analyse du Comportement des Liaisons HF Ionosphériques par Multibonds* », 2<sup>ème</sup> Journées d'Etudes sur la propagation électromagnétique dans l'atmosphère, du décimétrique à l'angström, SEE, Perros-Guirec, France, mars 1994.
- [37] : D. Lemur, A. Edjeou, C. Brousseau, L. Bertel, « *Identification des Causes de Variation des Angles d'Arrivée dans les Liaisons Sol – Sol par Voie Ionosphérique* », 2<sup>ème</sup> Journées d'Etudes sur la propagation électromagnétique dans l'atmosphère, du décimétrique à l'angström, SEE, Perros-Guirec, France, mars 1994.
- [38] : L. Bertel, C. Brousseau, A. Férreol, J.L. Rogier, C. Demeure, « *Electron Density Profile Updating from Arrival Angle Measurements on the HF Links* », 7<sup>th</sup> International Ionospheric Effects Symposium, Arlington, USA, mai 1993.
- [39] : C. Brousseau, L. Bertel, « *VHF Polarimetric Radar Antenna Arrays* », Second International Workshop on Radar Polarimetry, IRESTE, Nantes, France, septembre 1992.
- [40] : L. Bertel, C. Brousseau, V. Baltazart, « *Prospectives de Réactualisation de Profils de Densité Electronique de Ionosphérique* », 1<sup>ère</sup> Journées d'Etudes sur la Propagation Electromagnétique dans l'Atmosphère, du Décimétrique à l'Angström, SEE, Bruz, France, octobre 1991.

### **D.II.3.2 – Actes sans comité de lecture**

- [41] : C. Barès, C. Brousseau, A. Bourdillon, « *Capabilities and Limitations of FM-CW Systems to measure Impulse Response of Aircraft RCS in the HF – VHF Frequency Band* », Progress in Electromagnetics Research Symposium – PIERS2002, Cambridge, USA, juillet 2002.
- [42] : C. Brousseau, A. David, Y. Louët, A. Bourdillon, « *Multifrequency Polarimetric Radar System in the Low VHF Band* », Progress in Electromagnetics Research Symposium – PIERS98, Nantes, France, juillet 1998.
- [43] : A. David, C. Brousseau, A. Bourdillon, « *Polarimetric RCS Signatures of Commercial Aircraft in the HF Band* », Progress in Electromagnetics Research Symposium – PIERS98, Nantes, France, juillet 1998.

- [44] : C. Brousseau, P. Parion, L. Bertel, « *Possible Use of the Locapi Ionospheric Prediction Software to Digital Communications* », XXIII General Assembly of European Geophysical Society, Nice, France, avril 1998.
- [45] : C. Brousseau, « *A VHF Multifrequency and Multipolarization Radar* », Physique en Herbe 93, Paris, France, juin 1993.

#### **D.II.4 – PUBLICATIONS A CARACTERE PEDAGOGIQUE**

- [46] : C. Brousseau, « *Introduction aux Radiocommunications* », CJ2003 Congrès Annuel de l'Union Française des Radioamateurs, Seigy, avril 2003.
- [47] : C. Brousseau, « *Electronique Haute Fréquence* », CJ2003 Congrès Annuel de l'Union Française des Radioamateurs, Seigy, avril 2003.
- [48] : C. Brousseau, « *Informatique Industrielle : Automatisation d'un Processus Industriel* », CJ2003 Congrès Annuel de l'Union Française des Radioamateurs, Seigy, avril 2003.

#### **D.II.5 – RAPPORTS D'ACTIVITES CONTRACTUELLES**

- [49] : C. Brousseau, A. Bourdillon, M. Caillet, O. Lafond, M. Himdi, « *Perspectives d'Enrichissement Fonctionnel & Orientation de la Deuxième Phase de l'Etude* », Contrat Schneider Electric DRES/00303-01, octobre 2004.
- [50] : C. Brousseau, M. Caillet, A. Bourdillon, O. Lafond, M. Himdi, « *Description de la Maquette et du Logiciel de Traitement et d'Acquisition des Données* », Contrat Schneider Electric DRES/00303-01, octobre 2004.
- [51] : M. Caillet, O. Lafond, M. Himdi, C. Brousseau, A. Bourdillon, « *Etude de Solutions Participant à la Réduction des Oscillations de Puissance* », Contrat Schneider Electric DRES/00303-01, septembre 2004.
- [52] : A. Bourdillon, C. Brousseau, M. Caillet, O. Lafond, M. Himdi, « *Apport du Codage* », Contrat Schneider Electric DRES/00303-01, juin 2004.
- [53] : C. Brousseau, A. Bourdillon, M. Caillet, O. Lafond, M. Himdi, « *Etude de l'Architecture Numérique* », Contrat Schneider Electric DRES/00303-01, avril 2004.
- [54] : C. Brousseau, A. Bourdillon, M. Caillet, O. Lafond, M. Himdi, « *Etude de l'Influence de la SER de Cibles Canoniques* », Contrat Schneider Electric DRES/00303-01, janvier 2004.
- [55] : M. Caillet, O. Lafond, M. Himdi, C. Brousseau, A. Bourdillon, « *Phase 1– Rapport d'Avancement* », Contrat Schneider Electric DRES/00303-01, janvier 2004.
- [56] : C. Brousseau, « *Développement d'une Nouvelle Génération de Radio-Bouées Dérivantes Destinées à la Pêche à l'Objet – Logiciel de Propagation HF (Version Commerciale)* », Projet ITR – Région Bretagne, septembre 2001.
- [57] : D. Lemur, C. Brousseau, « *Développement d'une Nouvelle Génération de Radio-Bouées Dérivantes Destinées à la Pêche à l'Objet – Logiciel de Propagation HF (Version Laboratoire)* », Projet ITR – Région Bretagne, janvier 2001.



- [58] : C. Brousseau, P. Bodin, A. Bourdillon, « *Etude de Faisabilité visant à l'Amélioration des Performances d'un Capteur par Association d'Antennes* », Contrat CELAR N°00-42-217, 2000.
- [59] : Y. Letestut, C. Brousseau, A. Bourdillon, « *Evaluation des Performances des Polices de Caractères TEMPEST* », Contrat CELAR N°00-42-217, 2000.
- [60] : C. Brousseau, A. David, G. Launay, A. Bourdillon, « *Radar HF - VHF Multiportense – Achèvement de la Maquette – Adjonction de la Polarisation Verticale* », Rapport final : Poste 3.1, Contrat DRET N°96-060, janvier 1999.
- [61] : A. David, C. Brousseau, A. Bourdillon, « *Radar HF - VHF Multiportense – Prévisions des Matrices de rétrodiffusion d'une Cible* », Rapport final : Poste 3.2, Contrat DRET N°96-060, janvier 1999.
- [62] : A. David, C. Brousseau, A. Bourdillon, « *Radar HF - VHF Multiportense – Traitement du Signal* », Rapport final : Poste 3.3, Contrat DRET N°96-060, janvier 1999.
- [63] : A. David, C. Brousseau, A. Bourdillon, « *Radar HF - VHF Multiportense – Traitement du Signal* », Rapport intermédiaire : Poste 3.3, Contrat DRET N°96-060, juin 1998.
- [64] : V. Gasse, C. Brousseau, L. Bertel, « *Etude et Comparaisons de Différents Logiciels de Prévisions de Propagation Ionosphérique : CNET, ASAPS, VOACAP, LOCAP - Etude du Logiciel de Prévisions Ionosphériques du CNET* », Contrat CELAR OS N°08/95/SA.AR, février 1996.
- [65] : C. Brousseau, A. Bourdillon, L. Bertel, « *Radar HF - VHF Multiportense – Réalisation de la Maquette – Polarisation Horizontale* », Rapport d'avancement N°2 : Postes 1, 2, 3, 4 et recette partielle, Contrat DRET N°92-166, décembre 1994.
- [66] : C. Brousseau, B. Guiot, A. Bourdillon, L. Bertel, « *Radar HF - VHF Multiportense – Définition de la Maquette* », Rapport d'avancement N°1, Contrat DRET N°92-166, mai 1994.
- [67] : C. Brousseau, L. Bertel, « *Procédure de Calcul de la Distance de Saut à partir de Prévisions Ionosphériques* », Contrat THOMSON N° RGE/GPE/479.92, février 1993.
- [68] : V. Baltazart, C. Brousseau, L. Bertel, « *Application Conjuguée des Méthodes Haute Résolution et de la Diversité de Polarisation à l'Analyse du Canal Ionosphérique* », Rapport Final, Contrat DRET N°90.473, septembre 1992.
- [69] : V. Baltazart, C. Brousseau, L. Bertel, « *Application Conjuguée des Méthodes Haute Résolution et de la Diversité de Polarisation à l'Analyse du canal Ionosphérique* », Rapport d'Avancement N°3, Contrat DRET N°90.473, mars 1992.
- [70] : L. Bertel, C. Brousseau, V. Baltazart, « *Etude de la Mise en Œuvre d'un Sondeur à Rétrodiffusion* », Rapport Final, Contrat CNET N°898B068, décembre 1991.
- [71] : V. Baltazart, C. Brousseau, L. Bertel, « *Application Conjuguée des Méthodes Haute Résolution et de la Diversité de Polarisation à l'Analyse du Canal Ionosphérique* », Rapport d'Avancement N°2, Contrat DRET N°90.473, octobre 1991.
- [72] : V. Baltazart, C. Brousseau, L. Bertel, « *Application Conjuguée des Méthodes Haute Résolution et de la Diversité de Polarisation à l'Analyse du Canal Ionosphérique* », Rapport d'Avancement N°1, Contrat DRET N°90.473, mai 1991.

## D.II.6 – MEMOIRE

- [73] : C. Brousseau, « *Prospectives de Réactualisation de Profils de Densité Electronique de l'Ionosphère* », Stage de DEA STIR (Signal – Télécommunications – Image – Radar), option Télécommunications et Radar, Université de Rennes 1, 1991.

## D.II.7 – LISTE DES RAPPORTS DE STAGE

- [74] : J. Hilairat, « *Etude de la Propagation à 77 GHz et 94 GHz en Milieu Routier* », Rapport de stage de DEA Science et Technologie des Télécommunications – option Communications Optiques, Université de Bretagne Occidentale, 2004.
- [75] : B. Murguia Sabadell, « *Réalisation d'un Sondeur de Canal UMTS MIMO* », Rapport de stage d'ingénieur de l'Université de Valladolid (Espagne), 2004.
- [76] : A. Trachi, « *Développement de Méthodes d'Identification de Cibles Aériennes – Réseaux de Neurones et Ondelettes* », Rapport de stage de DEA STIR (Signal – Télécommunications – Image – Radar) – option Traitement du signal, de l'Université de Rennes 1, 2003.
- [77] : E. Béreau, « *Extension d'un Sondeur de Canal SISO FM-CW en MIMO - Application à l'UMTS* », Rapport de stage de DEA Electronique – option Systèmes de radiocommunications, de l'Université de Rennes 1, 2003.
- [78] : M. Marchal, « *Mise en œuvre d'un Sondeur de Canal SIMO à 2,05 GHz en Milieu Urbain* », Rapport de stage d'ingénieur ENSIMAG (Grenoble), 2003.
- [79] : L. Chiron, « *Implémentation d'un Système de Mesure de TEC à base de GPS* », Rapport de projet de fin d'études de DESS SEO – Systèmes Electroniques et Optoélectroniques, Université de Rennes 1, 2003.
- [80] : S. Hervé, P. Pignol, « *Calibration de l'Amplitude d'un Synthétiseur Numérique de Fréquence* », Rapport de projet de fin d'études de DESS SEO – Systèmes Electroniques et Optoélectroniques, Université de Rennes 1, 2003.
- [81] : M. Nogré, « *Modélisation du Canal de Propagation dans le cadre de Systèmes MIMO* », Rapport de projet de fin d'études d'ingénieur DIIC, Université de Rennes 1, 2003.
- [82] : J. Prinnet, « *Réalisation et Développement de Filtres Hyperfréquences Compacts* », Rapport de projet de fin d'études d'ingénieur DIIC, Université de Rennes 1, 2003.
- [83] : C. Perrine, « *Réalisation d'un Sondeur de Canal de Type Chirp Appliquée à l'UMTS* », Rapport de stage de DEA STIR (Signal – Télécommunications – Image – Radar) de l'Université de Rennes 1 – option Télécommunications et Radar, 2002.
- [84] : D. Elléouet, « *Mise en œuvre d'un Système de Pilotage et de Synchronisation pour un Sondeur de Canal* », Rapport de stage fin d'études IUP Génie Electrique et Informatique Industrielle (Université de Bretagne Sud – Lorient), 2002.
- [85] : C. Barès, « *Etude, Développement et Réalisation d'un Synthétiseur Numérique de Fréquence FM-CW dans la Bande 0 – 350 MHz* », Rapport de stage de DEA STIR (Signal – Télécommunications – Image – Radar) – option Télécommunications et Radar, de l'Université de Rennes 1, 2001.

- [86] : O.M. Belarif, « *Etude et Modélisation du Fouillis de Sol dans les Bandes HF – VHF* », Rapport de stage de DEA STIR (Signal – Télécommunications – Image – Radar) – option Télécommunications et Radar, de l'Université de Rennes 1, 2000.
- [87] : P. Bodin, « *Contribution à une Etude d'Annulation d'Echos sur Emetteur Non Coopératifs* », Rapport de stage de DEA STIR (Signal – Télécommunications – Image – Radar) – option Télécommunications et Radar, de l'Université de Rennes 1, 2000.
- [88] : H.C. Carriou, G. Hamon, « *Réalisation d'une Interface Graphique en C++ Builder – Application aux Prévisions Ionosphériques* », Rapport de projet de fin d'études d'ingénieur DIIC (Université de Rennes 1), 2000.
- [89] : A. Xlurdin Ahmad, « *Mesures en Chambres Anéchoïdes et Calibration de Sections Efficaces Radars d'Avions dans la Bande 2 – 10 GHz* », Rapport de stage de DEA STIR (Signal – Télécommunications – Image – Radar) – option Télécommunications et Radar, de l'Université de Rennes 1, 1999.
- [90] : O. Renverseau, F. De Villeneuve, « *Etude et Développement du Logiciel LOC-API* », Rapport de projet de fin d'études d'ingénieur DIIC (Université de Rennes 1), 1999.
- [91] : C. Guillou, M. Trouvé, « *Développement de Modèles Numériques d'Avions Commerciaux dans la Bande 20 – 100 MHz* », Rapport de projet de fin d'études d'ingénieur DIIC (Université de Rennes 1), 1999.
- [92] : P. Moreira, C. Sabatier, « *Modélisation Surfactive de la SER d'un Boeing 747 sous NEC2D et Comparaison des Résultats avec d'autres Modèles Existants* », Rapport de projet de fin d'études d'ingénieur DIIC (Université de Rennes 1), 1999.
- [93] : L. Leroux, « *Etude de Classifieurs pour l'Identification de Cibles Aériennes dans le Cadre du Projet MOSAR* », Rapport de stage de DEA STIR (Signal – Télécommunications – Image – Radar) – option Télécommunications et Radar, de l'Université de Rennes 1, 1998.
- [94] : Y. Juet, P. Minard, « *Modélisation Surfactive de la SER d'un Boeing 747 à l'aide d'un Logiciel de Simulation Electromagnétique et Comparaison des Simulations à des Mesures Réalisées en Chambre Anéchoïde* », Rapport de projet de fin d'études d'ingénieur DIIC (Université de Rennes 1), 1998.

## D.II.8 – LISTE DES ACTIVITES DE VALORISATION

- Dépôt de logiciel auprès de l'Agence Nationale pour la Protection des Programmes : « *LOC-API : Logiciel de Calcul de Propagation Ionosphérique* », 2001.

## D.II.9 – LISTE DES CONTRATS DE RECHERCHE

- Contrat confidentiel industrie, Schneider Electric, DRES/00303-01, 2003-2005.
- Projet CPER, « *PALMYRE : Plateforme de Développement et d'Evaluation de Systèmes Radioélectriques* », 2002 - 2005.
- Projet ITR (Informatique – Télécommunications – Réseaux) « *Développement d'une Nouvelle Génération de Radio-Bouées Dérivantes Destinées à la Pêche à l'Objet* », Société SERPE-IESM (56) avec le soutien de la Région Bretagne, 2000 - 2001.

- Contrat CELAR, « *Etude de Faisabilité visant à l'Amélioration des Performances d'un Capteur par Association d'Antennes* », N°00-42-217, 2000.
- Contrat CELAR, « *Evaluation des Performances des Polices de Caractères TEMPEST* », N°00-42-217, 2000.
- Contrat DRET, « *Radar HF - VHF Multiporteuse (Phase II)* », N°96-060, 1997-1998.
- Contrat CELAR, « *Etude et Comparaisons de Différents Logiciels de Prévisions de Propagation Ionosphérique : CNET, ASAP, VOACAP, LOCAP* », OS N°08/95/SA.AR, 1996.
- Contrat DRET, « *Radar HF - VHF Multiporteuse (Phase I)* », N°92-166, 1994.
- Contrat THOMSON-CSF, « *Procédure de Calcul de la Distance de Saut à partir de Prévisions Ionosphériques* », N° RGE/GPE/479.92, 1993.
- Contrat DRET, « *Application Conjuguée des Méthodes Haute Résolution et de la Diversité de Polarisation à l'Analyse du canal Ionosphérique* », N°90.473, 1992.
- Contrat CNET – France Télécom, « *Etude de la Mise en Œuvre d'un Sondeur à Rétrodiffusion* », N°898B068, 1991.



## CHAPITRE D.III : LISTE DES ENCADREMENTS

---

### D.III.1 – DOCTORANTS

Dans le cadre de mes activités de recherche, j'encadre et j'ai encadré plusieurs doctorants. La liste ci-dessous résume ces encadrements et en donne les pourcentages.

- [T1] : F. Nivole, « *Caractérisation Vectorielle des canaux de propagation pour la transmission d'Image de Télévision numérique terrestre avec des mobiles – Projet CAVITE* », Thèse débutant en octobre 2005 et financée par une allocation de recherche doctorale de la Région Bretagne – Participation à l'encadrement à hauteur de 60 % (Co-encadrement avec M. Himdi, Professeur : 20 %).
- [T2] : S. Mbe Emane, « *Apport des Nouvelles Technologies Numériques au Sondage et à la Caractérisation de la Propagation par Voie Ionosphérique dans la Bande 3 à 30 MHz – Projet SIRENE* », Thèse débutée en octobre 2004 et financée par une bourse MENRT – Participation à l'encadrement à hauteur de 80 % (Co-encadrement avec A. Bourdillon, Professeur et Directeur de thèse : 20 %).
- [T3] : A. Menhoudj, « *Radiolocalisation en Présence de Multitrajets* », Thèse débutée en septembre 2002 et financée par une bourse MENRT – Participation à l'encadrement à hauteur de 33 % (Co-encadrement avec K. Mahdjoubi, Professeur et Directeur de thèse : 33 %, P. Haigron, Maître de conférences : 33 %).
- [T4] : Y. Chartoux, « *Etude Paramétrique Tridimensionnelle Avancée de Canaux de Radiocommunication – Projet EPAR3D* », Thèse débutée en septembre 2002 et financée par une bourse MENRT – Participation à l'encadrement à hauteur de 20 % (Co-encadrement avec A. Bourdillon, Professeur et Directeur de thèse : 10 %, Y. Le Roux, Ingénieur de Recherche à l'ENST-Bretagne : 30 %, R. Vauzelle, Professeur à l'Université de Poitiers : 40 %).
- [T5] : C. Barès, « *Développement et Application de Méthodes de Classification de Cibles Aériennes dans les Bandes HF – VHF* », Thèse débutée en septembre 2001 et financée par une bourse MENRT – Participation à l'encadrement à hauteur de 80 % (Co-encadrement avec A. Bourdillon, Professeur et Directeur de thèse : 20 %).

- [T6] : A. David, « *Analyse des Signatures de Cibles à l'aide du Radar HF-VHF Multifréquence et Multipolarisation MOSAR* », Thèse soutenue le 29 octobre 1999 et financée par une bourse MENRT – Mention : Très honorable avec les félicitations du jury – *Participation à l'encadrement à hauteur de 80 % (Co-encadrement avec A. Bourdillon, Professeur et Directeur de thèse : 20 %)*.

### D.III.2 – STAGIAIRES DE DEA

L'encadrement de projets de fin d'études tel que les DEA, est en rapport avec mes activités de recherche.

Ces stages permettent de soutenir le travail des thésards que j'encadre en les focalisant sur des points délicats, de « défricher » de nouveaux thèmes de recherche et d'expérimenter de nouvelles techniques de mesures.

- [T7] : J. Rabemanantsoa, « *Amélioration des Prévisions de Propagation Ionosphérique dans la Bande HF à l'aide de Mesures GPS* », Stage de Master2 STIR (Signal – Télécommunications – Image – Radar) de l'Université de Rennes 1 – option Télécommunications et Radar, au sein de l'IETR – Equipe Propagation, 2005 – *Encadrement à 100 %*.
- [T8] : S. Le Costaouec, « *Etude de l'Apport de la Polarisation des Ondes dans les Communications Radio-Mobiles* », Stage de Master2 STIR de l'Université de Rennes 1 – option Télécommunications et Radar, au sein de l'IETR – Equipe Propagation, 2005 – *Encadrement à 100 %*.
- [T9] : F. Nivole, « *Développement et Tests d'un Réseau d'Antennes Large Bande – Application au Sondage de Canal* », Stage de Master2 STIR de l'Université de Rennes 1 – option Télécommunications et Radar, au sein de l'IETR – Equipe Propagation, 2005 – *Encadrement à 100 %*.
- [T10] : J. Hilairret, « *Etude de la Propagation à 77 GHz et 94 GHz en Milieu Routier* », Stage de DEA Science et Technologie des Télécommunications – option Communications Optiques – Université de Bretagne Occidentale, au sein de l'IETR – Equipe Propagation, 2004 – *Encadrement à 100 %*.
- [T11] : B. Murguia Sabadell, « *Réalisation d'un Sondeur de Canal UMTS MIMO* », Stage d'ingénieur de l'Université de Valladolid (Espagne), au sein de l'IETR – Equipe Propagation, 2004 – *Encadrement à 100 %*.
- [T12] : A. Trachi, « *Développement de Méthodes d'Identification de Cibles Aériennes – Réseaux de Neurones et Ondelettes* », Stage de DEA STIR (Signal – Télécommunications – Image – Radar) – option Traitement du signal, de l'Université de Rennes 1, au sein de l'IETR – Equipe Propagation, 2003 – *Encadrement à 100 %*.
- [T13] : E. Béreau, « *Extension d'un Sondeur de Canal SISO FM-CW en MIMO - Application à l'UMTS* », Stage de DEA Electronique – option Systèmes de radiocommunications, de l'Université de Rennes 1, au sein de l'IETR – Equipe Propagation, 2003 – *Encadrement à 100 %*.
- [T14] : C. Perrine, « *Réalisation d'un Sondeur de Canal de type Chirp Appliquée à l'UMTS* », Stage de DEA STIR (Signal – Télécommunications – Image – Radar) de l'Université de Rennes 1 – option Télécommunications et Radar, au sein de l'IETR – Equipe Propagation, 2002 – *Encadrement à 100 %*.

- [T15] : C. Barès, « *Etude, Développement et Réalisation d'un Synthétiseur Numérique de Fréquence FM-CW dans la Bande 0 – 350 MHz* », Stage de DEA STIR (Signal – Télécommunications – Image – Radar) – option Télécommunications et Radar, de l'Université de Rennes 1, au sein de l'IETR – Equipe Propagation, 2001 – Encadrement à 100 %.
- [T16] : O.M. Belarif, « *Etude et Modélisation du Fouillis de Sol dans les Bandes HF – VHF* », Stage de DEA STIR (Signal – Télécommunications – Image – Radar) – option Télécommunications et Radar, de l'Université de Rennes 1, au sein de l'IETR – Equipe Propagation, 2000 – Encadrement à 100 %.
- [T17] : P. Bodin, « *Contribution à une Etude d'Annulation d'Echos sur Emetteur Non Coopératifs* », Stage de DEA STIR (Signal – Télécommunications – Image – Radar) – option Télécommunications et Radar, de l'Université de Rennes 1, au sein de l'IETR – Equipe Propagation, 2000 – Encadrement à 100 %.
- [T18] : A. Xluridin Ahmad, « *Mesures en Chambres Anéchoïdes et Calibration de Sections Efficaces Radars d'Avions dans la Bande 2 -10 GHz* », Stage de DEA STIR (Signal – Télécommunications – Image – Radar) – option Télécommunications et Radar, de l'Université de Rennes 1, au sein de l'IETR – Equipe Propagation, 1999 – Encadrement à 100 %.
- [T19] : L. Leroux, « *Etude de Classifieurs pour l'Identification de Cibles Aériennes dans le Cadre du Projet MOSAR* », Stage de DEA STIR (Signal – Télécommunications – Image – Radar) – option Télécommunications et Radar, de l'Université de Rennes 1, au sein de l'IETR – Equipe Propagation, 1998 – Encadrement à 100 %.

### **D.III.3 – AUTRES ENCADREMENTS LIES AUX ACTIVITES DE RECHERCHE**

#### **D.III.3.1 - Encadrement de scientifiques du contingent**

- [T20] : S. Morel, « *Carte Contrôleur pour Synthétiseur FM-CW* », Ingénieur de l'Institut National des Sciences Appliquées (Lyon), 1999 - 2000 – Encadrement à 100 %.
- [T21] : A. Bisiaux, « *Génération de Fréquence FM-CW à l'aide de Techniques Numériques* », Ingénieur de l'Ecole Supérieure d'Electricité (Gif Sur Yvette), 1998 - 1999 – Encadrement à 100 %.
- [T22] : Y. Lepezennec, « *Définition, Réalisation et Tests d'un Synthétiseur « chirp » dans la Bande 0 - 350 MHz* », Ingénieur de l'Ecole Nationale des Sciences Appliquées et de Technologie (Lannion) et Diplôme de Recherche Technologique Electronique et Informatique Industrielle (MOTOROLA – Paris), 1997 - 1998 – Encadrement à 100 %.
- [T23] : Y. Louët, « *Réalisation du Traitement des Données et de l'Interface de Pilotage du Radar MOSAR à l'aide du Logiciel Labview* », Ingénieur de l'Institut des Sciences de l'Ingénieur de Toulon et du Var (La Valette), 1996 -1997 – Encadrement à 100 %.
- [T24] : O. Airiau, « *Etude des Diagrammes de Rayonnement des Antennes du Radar MOSAR* », DEA STIR (Université de Rennes1), 1995 - 1996 – Encadrement à 100 %.
- [T25] : B. Guiot, « *Traitement des Signaux du Radar MOSAR* », Ingénieur de l'Institut National des Télécommunications (Evry), 1993 - 1994 – Encadrement à 100 %.



**D.III.3.2 - Encadrement de stages de fin d'études d'écoles d'ingénieurs**

- [T26] : G. Duval, « *Développement d'un Logiciel d'Analyse de Signaux Audio* », Stage d'ingénieur DIIC (Université de Rennes 1), au sein de la CRAMB – CIMPO (Caisse Régionale d'Assurance Maladie de Bretagne), 2005 – *Encadrement à 50 %*.
- [T27] : R. De Pontcharra, « *Développement d'un Logiciel de Pilotage d'un Analyseur de Spectre en Bruit et Vibration via un Micro-ordinateur* », Stage d'ingénieur DIIC, au sein de la CRAMB – CIMPO, 2004 – *Encadrement à 50 %*
- [T28] : M. Marchal, « *Mise en Œuvre d'un Sondeur de Canal SIMO à 2,05 GHz en Milieu Urbain* », Stage d'ingénieur ENSIMAG (Grenoble), au sein de l'IETR – Equipe Propagation, 2003 – *Encadrement à 100 %*.
- [T29] : N. Huby, « *Réalisation d'une Plate-forme de Tests Fonctionnels pour Equipement de Transmission par Satellite* », Stage d'ingénieur DIIC (Université de Rennes 1), au sein de Satellite Terminal Access (Rennes), 2002 – *Encadrement à 50 %*.
- [T30] : W. E. Koalla Nabalma, « *Développement d'un Logiciel Automatisant un Banc de Test RF GSM* », Stage d'ingénieur DIIC (Université de Rennes 1), au sein de Wavecom (Rennes), 2002 – *Encadrement à 50 %*.
- [T31] : O. Leduc, « *Interconnexions sous TCP/IP de Sous-ensembles d'un Banc de Test Radio* », Stage d'ingénieur DIIC (Université de Rennes 1), au sein de GERPI (Rennes), 2001 – *Encadrement à 50 %*.
- [T32] : Y. Martiniault, « *Simulation Logicielle d'une Plate-forme UMTS* », Stage d'ingénieur DIIC (Université de Rennes 1), au sein de GERPI (Rennes), 2001 – *Encadrement à 50 %*.
- [T33] : S. Bardoux, « *Développement d'une Application Windows Chargée de Multiplexer Plusieurs Flux de Données Bas Débit sur un Lien de Type RS232* », Stage d'ingénieur DIIC (Université de Rennes 1), au sein de ITIS (Rennes), 2000 – *Encadrement à 50 %*.
- [T34] : J.N. Cordenner, « *Réduction de Raies Parasites en Synthèse Numérique Direct* », Stage d'ingénieur DIIC (Université de Rennes 1), au sein de THALES (Cholet), 1999 – *Encadrement à 50 %*.
- [T35] : T. Hardy, « *Etude de la Fonction d'Egalisation pour la Réception en Salve sur la Voie de Retour* », Stage d'ingénieur DIIC (Université de Rennes 1), au sein du CCETT (Rennes), 1998 – *Encadrement à 50 %*.
- [T36] : P. Minard, « *Réalisation d'un Banc de Tests pour le Dimensionnement des Paramètres d'un Modèle de Canal Ionosphérique* », Stage d'ingénieur DIIC (Université de Rennes 1), au sein de Rockwell-Collins (Toulouse), 1998 – *Encadrement à 50 %*.

**D.III.3.3 - Encadrement de stage de fin d'études d'IUP**

- [T37] : D. Elléouet, « *Mise en Œuvre d'un Système de Pilotage et de Synchronisation pour un Sondeur de Canal* », Stage de fin d'études IUP Génie Electrique et Informatique Industrielle (Université de Bretagne Sud – Lorient), 2002 – *Encadrement à 100 %*.

#### D.III.3.4 - Encadrement de projets de fin d'études de DESS

- [T38] : L. Chiron, « *Implémentation d'un Système de Mesure de TEC à base de GPS* », DESS SEO (Systèmes Electroniques et Optoélectroniques (Université de Rennes 1), 2003 – Encadrement à 100 %.
- [T39] : S. Hervé, P. Pignol, « *Calibration de l'Amplitude d'un Synthétiseur Numérique de Fréquence* », DESS SEO (Systèmes Electroniques et Optoélectroniques (Université de Rennes 1), 2003 – Encadrement à 100 %.

#### D.III.3.5 - Encadrement de projets de fin d'études d'écoles ingénieur

- [T40] : M. Nogré, « *Modélisation du Canal de Propagation dans le Cadre de Systèmes MIMO* », DIIC (Université de Rennes 1), 2003 – Encadrement à 100 %.
- [T41] : J. Prinnet, « *Réalisation et Développement de Filtres Hyperfréquences Compacts* », DIIC (Université de Rennes 1), 2003 – Encadrement à 100 %.
- [T42] : O. Chapel, M. Savy, J. Rebeyrol, « *Développement d'une Interface Graphique de Pilotage d'Instruments de Mesures par Bus IEEE488* », DIIC (Université de Rennes 1), 2003 – Encadrement à 100 %.
- [T43] : H.C. Carriou, G. Hamon, « *Réalisation d'une Interface Graphique en C++ Builder – Application aux Prévisions Ionosphériques* », DIIC (Université de Rennes 1), 2000 – Encadrement à 100 %.
- [T44] : D.W. Nana, M. Rasoamanana, « *Développement d'une Application de Pilotage du Radar MOSAR* », DIIC (Université de Rennes 1), 2000 – Encadrement à 100 %.
- [T45] : C. Guillou, M. Trouvé, « *Développement de Modèles Numériques d'Avions Commerciaux dans la Bande 20 – 100 MHz* », DIIC (Université de Rennes 1), 1999 – Encadrement à 100 %.
- [T46] : P. Moreira, C. Sabatier, « *Modélisation Surfactive de la SER d'un Boeing 747 sous NEC2D et Comparaison des Résultats avec d'Autres Modèles Existants* », DIIC (Université de Rennes 1), 1999 – Encadrement à 100 %.
- [T47] : O. Renverseau, F. De Villeneuve, « *Etude et Développement du Logiciel LOCAP* », DIIC (Université de Rennes 1), 1999 – Encadrement à 100 %.
- [T48] : Y. Juet, P. Minard, « *Modélisation Surfactive de la SER d'un Boeing 747 à l'aide d'un Logiciel de Simulation Electromagnétique et Comparaison des Simulations à des Mesures Réalisées en Chambre Anéchoïde* », DIIC (Université de Rennes 1), 1998 – Encadrement à 100 %.

#### D.III.3.6 - Encadrement stages de fin d'études de diplôme d'université

- [T49] : D. Juet, « *Caractérisation des Réseaux de Téléphonie Mobile autour de l'Agglomération Rennaise* », Diplôme Supérieur de Technologie (Université de Rennes 1), Technicien supérieur MITSUBISHI MOBILE COMMUNICATIONS EUROPE, 2004 – Encadrement à 50 %.
- [T50] : J.L. Soulard, « *Développement d'une Interface Graphique de Pilotage d'Instruments de Mesures par Bus IEEE488* », Diplôme d'Université de Génie Logiciel (Université de Rennes 1), Ingénieur THOMSON BROADCAST, 2004 – Encadrement à 100 %.

- [T51] : T. Leroy, « *Réactualisation de Profils de Densité Electronique* », Diplôme d'Université de Génie Logiciel (Université de Rennes 1), Technicien supérieur THOMSON BROADCAST, 2003 – Encadrement à 100 %.
- [T52] : M. Jamelot, « *Réalisation d'une Interface Graphique pour un Logiciel de Prévisions de Propagation HF* », Diplôme d'Université de Génie Logiciel (Université de Rennes 1), Technicien supérieur THOMSON BROADCAST, 2003 – Encadrement à 100 %.
- [T53] : P. Fontaine, « *Réalisation d'une Interface Graphique pour un Logiciel de Localisation à Station Unique dans la Bande HF* », Diplôme d'Université de Génie Logiciel (Université de Rennes 1), Technicien supérieur THOMSON BROADCAST, 2003 – Encadrement à 100 %.
- [T54] : M. Corre, « *Développement d'une Interface Graphique de Pilotage d'Instruments de Mesures par Bus IEE488* », Diplôme d'Université de Génie Logiciel (Université de Rennes 1), Technicien supérieur THOMSON BROADCAST, 2003 – Encadrement à 100 %.
- [T55] : R. Violet, « *Développement d'une Interface Graphique de Pilotage d'Instruments de Mesures par Bus IEE488* », Diplôme d'Université de Génie Logiciel (Université de Rennes 1), Technicien supérieur THOMSON BROADCAST, 2003 – Encadrement à 100 %.

## CHAPITRE D.IV : FONCTIONS D'INTERET COLLECTIF

---

### D.IV.1 – FONCTIONS ELECTIVES

- Membre élu du conseil du laboratoire de l'PIETR – Représentant des Maîtres de Conférences, depuis 2000.
- Membre et vice-président de la commission de spécialistes (section 63) de l'Université de Rennes 1, depuis 2001.
- Membre suppléant de la commission de spécialistes (section 63) de l'INSA de Rennes, depuis 2001.

### D.IV.2 – FONCTIONS D'INTERET COLLECTIF

- Animateur de l'équipe « *Propagation* » du groupe « *Communications – Propagation – Radar* » de l'PIETR (UMR CNRS 6164).
- Membre du conseil scientifique du CPER « *PALMYRE : Plate-forme de Développement et d'Evaluation de Systèmes Radioélectriques* » - Responsable du sous-projet 3 « *Caractérisation et Modélisation de la Propagation* ».
- Membre des groupes de travail « *Télécommunications* » et « *Détection Electromagnétique et Systèmes d'Observation* » du GIS TECHNET « *TECHnologies Nouvelles en Electronique, Electromagnétisme et Télécommunications* ».
- « *Review* » d'articles pour la revue IEE Proceedings on Microwaves, Antennas & Propagation et IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility.
- Correspondant « *Sécurité Informatique* » de l'PIETR.

### D.IV.3 – REDACTION DE CONTRATS ET DE PROJETS DE RECHERCHE

- Participation à la rédaction d'une réponse à l'appel à projets du RNRT, « *Projet SATURNE – Système d'Antennes pour Terminaux nUmériques mobiles DestiNés aux services vidEo interactifs* », en collaboration avec les sociétés THOMSON R&D, SIRADEL, DIBCOM et TEAMCAST, 2005.
- Rédaction d'une demande de bourse de thèse auprès de la Région Bretagne, « *Projet CAVITE – CAractérisation Vectorielle des canaux de propagation pour la transmission d'Images de Télévision numErique terrestre avec les mobiles* », 2005.
- Rédaction d'une demande de subvention auprès du FNADT (Fonds National d'Aide au Développement du Territoire), « *Projet CAVITE – CAractérisation Vectorielle des canaux de propagation pour la transmission d'Images de Télévision numErique terrestre avec les mobiles* », 2005.
- Rédaction d'un projet PRIR auprès de la Région Bretagne, « *Projet SIRENE – Sondage ionosphérique à l'aide d'émetteurs et récepteurs numériques* », en collaboration avec l'ENST Bretagne, 2004.
- Participation à la réponse d'appel d'offres PEA de la DGA, « *ALIBABA – Récepteur/Intercepteur de radiocommunications en bande HF* », en collaboration avec IEE Télécom et le CREC (Coëtquidan), 2004.
- Rédaction d'une demande de crédits au titre du BQR, « *Caractérisation du milieu de propagation dans les bandes 2 – 6 GHz – Application aux communications mobiles et indoor* », 2004.
- Rédaction d'un contrat confidentiel industrie pour la société Schneider, 2003.
- Participation à la rédaction d'une réponse à l'appel à projets du RNRT, « *AMPRISE – AMélioration de la caPacité et de la sécurité des Réseaux par Inversion du temps et focalisation Spatiale de l'Energie* », en collaboration avec Novagrid (Rennes) et SFR, 2003.
- Participation à la rédaction d'une ACI (Action Concertée Incitative) CNRS « Jeunes Chercheurs », « *Détermination des profils de conductivité et de permittivité en milieux complexe par mesure GPR (Ground Penetrating Radar)* », en collaboration avec l'ENSIETA, 2003.
- Participation à la rédaction de la fiche 1.4 « *Techniques Radio* » du CIADT, décembre 2003.
- Rédaction d'une demande de crédits au titre du BQR, « *Caractérisation du milieu de propagation dans les bandes 2 – 6 GHz – Application aux communications mobiles et indoor* », 2003.
- Participation à la rédaction d'une réponse à l'appel à projets du RNRT, « *BILAN – Faisabilité et interopérabilité de réseaux radio locaux à la norme HIPERLAN2 transposée à 2,4 GHz et fonctionnement b bande 2,4/5 GHz* », en collaboration avec SACET (Rennes) et NILY Technologies (Sainte Clotilde), 2002.
- Participation à la rédaction d'une proposition d'études, « *Rayonnement d'une antenne au-dessus de la glace du dôme C* », en collaboration avec le Laboratoire CNRS – Physique et Chimie de l'Environnement, 2002.
- Participation à la rédaction d'un appel d'offres DGA, « *Projet PREDEM - Développement et validation d'un code de calcul de performances in SITU de systèmes électromagnétiques* », en collaboration avec le CREC (Coëtquidan), 2001.
- Participation à la rédaction d'un appel d'offres CNES « *Projet ORAGES - Observation radioélectrique et analyse goniométrique des éclairs par satellite* », en collaboration avec l'ONERA (Châtillon), 2001.

- Rédaction d'une ACI (Action Concertée Incitative) CNRS « *Jeunes Chercheurs* », « *Conception d'un système de guidage pour personnes aveugles ou mal voyantes* », en collaboration avec le LTSI (INSERM 642), 2000.
- Participation à la rédaction d'un projet ITR – Région Bretagne, « *Développement d'une nouvelle génération de radio-bouées dérivantes destinées à la pêche à l'objet* », en collaboration avec la société SERPE-IESM (56), 2000.
- Rédaction d'un contrat CELAR, « *Etude de faisabilité visant à l'amélioration des performances d'un capteur par association d'antennes* », N°00-42-217, 2000.
- Participation à la rédaction d'un appel d'offres du CELAR, « *Modélisation de la propagation sol – sol aux basses fréquences pour les applications radar* », en collaboration avec IEEA (Cergy), 2000.
- Participation à la rédaction d'un programme interrégionaux Bretagne – Pays de Loire, « *Projet MOSAR – Radar HF – VHF* », en collaboration avec le laboratoire SEI - IRESTE (Nantes), 2000.
- Participation à la rédaction d'un contrat DRET, « *Radar HF - VHF Multi-porteuse (Phase II)* », 1997.
- Participation à la rédaction d'un contrat DRET, « *Radar HF - VHF Multi-porteuse (Phase I)* », N°92-166, 1994.



## CHAPITRE D.V : ACTIVITES PEDAGOGIQUES ET ADMINISTRATIVES

---

### D.V.1 – ACTIVITES D’ENSEIGNEMENT

#### D.V.1.1 – Présentation générale

Avant d’être nommé, j’ai rempli les fonctions de moniteur à l’Université de Rennes 1 de 1991 à 1994, et d’ATER à l’IUT de Rennes de 1994 à 1996. Les enseignements effectués pendant ces périodes étaient respectivement des travaux dirigés et des travaux pratiques en 2<sup>ème</sup> année de DEUG, et des travaux pratiques en 1<sup>ère</sup> année et 2<sup>ème</sup> année de DUT Génie Electrique.

Depuis ma nomination à l’Université de Rennes 1, ma participation aux enseignements s’est faite sous forme de cours, de travaux dirigés, de travaux pratiques et d’encadrement de projets de fin d’études.

En dehors des enseignements « conventionnels », je participe aux visites et aux soutenances de stage industriel des étudiants du Master2 SEO (Systèmes Electroniques et Optoélectroniques), des élèves – ingénieurs du DIIC (Diplôme d’Ingénieur en Informatique et Communication) et des étudiants de l’IUT de Rennes. Ceci me permet de suivre les évolutions et tendances dans le monde industriel. Je participe aussi au recrutement des élèves ingénieurs du DIIC par l’étude des dossiers et les commissions d’entretien.

De plus, dans le cadre de mes activités de recherche, j’ai encadré le travail de plusieurs scientifiques du contingent et de personnes en formation continue (Diplôme d’Université de Génie Logiciel – Université de Rennes 1).

Dans le tableau suivant, sont résumées mes activités d’enseignement depuis ma nomination.



### D.V.1.2 – Description des enseignements

Matières enseignées	Nature des enseignements	Années	Niveau
Modélisation du canal de propagation	Cours, TP	Depuis 2002	Master2 DRI (Domotiques et Réseaux Intérieurs)
Circuits RF, DDS, PLL	TP	Depuis 2001	Master2 SEO & Master2 DRI
Télécommunications hertziennes	TP	Depuis 2002	Master2 SEO
Electronique Radiofréquence	Cours, TD	Depuis 1996	DIIC 2 <sup>ème</sup> année
	TP	1996 – 2001	
Electronique	Cours, TD	Depuis 2003	Magistère Informatique et Télécommunications 2 <sup>ème</sup> année
Informatique Industrielle	Cours, TP	Depuis 1996	Master1 EEA
Télécommunications	Cours, TD	Depuis 1996	
	TP	1996 – 2001	
Electrotechnique	Cours, TP	1996 – 2000	Master1 EEA
	Cours	Depuis 1996	Licence3 EEA
	TP	1996 – 2002	
Electronique	TD, TP	1996 – 1999	Licence3 Physique
Mini projets	Encadrement	2001 – 2003	Master2 SEO
Mini projets	Encadrement	2002 – 2003	DIIC 3 <sup>ème</sup> année
Travaux d'Etudes et de Recherche	Encadrement	Depuis 1996	Master1 EEA

Tableau 11 : Description des enseignements.

### D.V.1.3 – Tutorat et encadrement pédagogique

Dans le cadre de mes activités d'enseignement, j'encadre et j'ai encadré plusieurs moniteurs du CIES (Centre Initiation à l'Enseignement Supérieur) et un TIPE (Travaux d'Initiative Personnelle Encadrés) de lycée :

– Monitorats :

- S. Mbe Emane, monitorat commencé en octobre 2004.
- C. Barès, moniteur de 2001 à 2004.
- A. David, moniteur de 1996 à 1999.

– TIPE :

- A. Nedelec, « Propagation des signaux GPS à travers l'ionosphère », Lycée Rabelais, Saint Brieuc (22), 2005.

#### **D.V.1.4 – Rédaction de documents pédagogiques**

- [E1] : C. Brousseau, « *Modélisation du canal de transmission* », Support de cours, Master2 SEO (Systèmes Electroniques & Optoélectroniques), Université de Rennes 1.
- [E2] : C. Brousseau, « *Modélisation du canal de transmission* », Support de cours, Master2 DRI (Domotique & Réseaux Intérieurs), Université de Rennes 1.
- [E3] : C. Brousseau, « *Modélisation du canal de transmission* », Textes de travaux pratiques, Master2 SEO (Systèmes Electroniques & Optoélectroniques), Université de Rennes 1.
- [E4] : C. Brousseau, « *Modélisation du canal de transmission* », Textes de travaux pratiques, Master2 DRI (Domotique & Réseaux Intérieurs), Université de Rennes 1.
- [E5] : C. Brousseau, D. Lemur, M. Oger, « *Circuits Radiofréquences* », Textes de travaux pratiques, Master2 SEO (Systèmes Electroniques & Optoélectroniques), Université de Rennes 1.
- [E6] : C. Brousseau, D. Lemur, M. Oger, « *Circuits Radiofréquences* », Textes de travaux pratiques, Master2 DRI (Domotique & Réseaux Intérieurs), Université de Rennes 1.
- [E7] : C. Brousseau, « *Electronique Radiofréquence* », Support de cours, 2<sup>ème</sup> année DIIC (Diplôme d'Ingénieur en Informatique et Communication), Université de Rennes 1.

- [E8] : C. Brousseau, « *Electronique Radiofréquence* », Textes de travaux dirigés, 2<sup>ème</sup> année DIIC (Diplôme d'Ingénieur en Informatique et Communication), Université de Rennes 1.
- [E9] : C. Brousseau, « *Electronique Radiofréquence* », Textes de travaux pratiques, 2<sup>ème</sup> année DIIC (Diplôme d'Ingénieur en Informatique et Communication), Université de Rennes 1.
- [E10] : C. Brousseau, « *Machines à Courant Alternatif* », Support de cours, Master1 Electronique, Université de Rennes 1.
- [E11] : C. Brousseau, « *Introduction aux Bus Informatiques* », Support de cours, Master1 Electronique, Université de Rennes 1.
- [E12] : C. Brousseau, « *Automatisation d'un Processus Industriel* », Support de cours, Master1 Electronique, Université de Rennes 1.
- [E13] : C. Brousseau, « *Introduction aux Radiocommunications* », Support de cours, Master1 Electronique, Université de Rennes 1.
- [E14] : C. Brousseau, « *Introduction aux Radiocommunications* », Textes de travaux dirigés, Master1 Electronique, Université de Rennes 1.
- [E15] : C. Brousseau, « *Introduction aux Radiocommunications* », Textes de travaux pratiques, Master1 Electronique, Université de Rennes 1.
- [E16] : C. Brousseau, « *Electronique Haute Fréquence* », Support de cours, Magistère Informatique et Télécommunications 1<sup>ère</sup> année, Université de Rennes 1.
- [E17] : C. Brousseau, « *Electronique Haute Fréquence* », Textes de travaux dirigés, Magistère Informatique et Télécommunications 1<sup>ère</sup> année, Université de Rennes 1.
- [E18] : C. Brousseau, « *Machines à Courant Continu* », Support de cours, Licence3 Electronique, Université de Rennes 1.

## D.V.2 – ACTIVITES ADMINISTRATIVES

- Membre de la commission pédagogique de la Section d'Electronique.
- Responsable du module « *Informatique Industrielle* » de Licence 3 – Mention Electronique.
- Responsable du module « *ELEC1 – Electronique Haute Fréquence* » de DIIC2 – TST.
- Responsable et gestionnaire des salles informatiques de la Section d'Electronique.
- Correspondant informatique de la Section d'Electronique auprès de l'UFR SPM.
- Participation aux commissions d'audition et de recrutement des futurs élèves-ingénieurs du DIIC.
- Animation de stands lors de salons étudiants.